

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Хакасский технический институт – филиал ФГАО ВО

«Сибирский федеральный университет»

институт

«Электроэнергетика»

кафедра

УТВЕРЖДАЮ

Заведующий кафедрой

_____ Г. Н. Чистяков

подпись инициалы, фамилия

« _____ » _____ 20 ____ г.

БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА

13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника»

код – наименование направления

«Электропривод переменного тока с разомкнутой системой управления»

тема

Руководитель	_____	<u>профессор кафедры ЭЭ, д.т.н.</u>	<u>В.П.Кочетков</u>
	подпись, дата	должность, ученая степень	инициалы, фамилия
Выпускник	_____	_____	<u>В.В.Межеков</u>
	подпись, дата		инициалы, фамилия
Нормоконтролер	_____	_____	<u>А. В.Коловский</u>
	подпись, дата		инициалы, фамилия

Абакан 2017

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	7
1 Математическое описание объекта управления электропривода переменного тока	9
1.1 Электрическая часть электропривода	9
1.1.1 Математическое описание асинхронного двигателя	9
1.1.2 Преобразования координат	17
1.1.3 Асинхронная машина с короткозамкнутым ротором	18
1.1.4 Математическое описание АКЗ во вращательной системе координат	19
1.2 Механическая часть электропривода переменного тока.....	24
2 Разомкнутая система управления асинхронным двигателем.....	28
2.1 Параметрическое управление	28
2.1.1 Основной закон М. П. Костенко.....	29
2.1.2 Номинальный закон	30
2.2 Преобразование частоты для асинхронного электропривода.....	37
2.2.1 Основные типы преобразователей.....	37
2.2.2 Преобразователи частоты со звеном постоянного тока	41
3 Исследование динамики электропривода переменного тока с разомкнутой системой	45
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	55
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	56
ПРИЛОЖЕНИЕ А	59
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	Ошибка! Закладка не определена.
ПРИЛОЖЕНИЕ В	61

ВВЕДЕНИЕ

Создание высокопроизводительных машин и агрегатов, как технической основы повышения эффективности и интенсификации производства, во многом зависит от технического уровня развития автоматизированного электропривода, к которому предъявляются всевозрастающие требования по улучшению энергетических и технологических показателей, значительному расширению диапазона мощностей и рабочих скоростей, увеличению быстродействия, перегрузочной способности, надёжности, степени защиты от окружающей среды, а так же улучшению энергетической совместимости приводов с питающей энергосистемой.

Электродвигатели переменного тока являются самыми распространенными видами электрических машин. Процесс производства электродвигателей переменного тока сравнительно прост, технологичен и в настоящее время практически полностью автоматизирован, его можно рассмотреть на примере асинхронного двигателя. Применение электрического привода в различных сферах промышленности, в транспорте и в быту постоянно расширяется.

Главной задачей электропривода переменного тока является быстродействие при соответствующем характере переходного процесса.

В России электропривод переменного тока нашел свое применение в схеме непосредственного преобразователя частоты на экскаваторе ЭШ 20/90А производства «Уралмашзавода» (введен в эксплуатацию на разрезе ПО «Востоксибуголь» в 1989 г.). Эта система НПЧ-АД была разработана под руководством В.И. Ключева.

При испытаниях системы НПЧ-АД на экскаваторе ЭШ-6/45 была установлена необходимость разработки СИФУ тиристорных преобразователей, формирующей непрерывное следование управляющих импульсов. Основные трудности широкого применения регулируемого электропривода переменного тока: большая стоимость по сравнению с электроприводами Г-Д и ТП-Д; трудности обеспечения тормозных режимов в системах ПЧ-АД со звеном постоянного тока; плохая совместимость преобразователей с системами электроснабжения – решились с выпуском преобразователей частоты с автономным инвертором напряжения и широтно-импульсной модуляцией ряда электротехнических фирм с начала 90-х годов XX в.. Когда производители мощных полупроводниковых приборов освоили выпуск биполярных транзисторов с изолированным затвором IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

Современный этап развития промышленных приводов характеризуется значительным расширением области применения регулируемых электроприводов переменного тока. Это касается большинства тех отраслей промышленности, в которых ранее использовались электроприводы постоянного тока с двигателями независимого возбуждения, обладающие

наилучшими регулировочными свойствами (например, металлообрабатывающая промышленность), а также отраслей, где технологические параметры средствами электропривода не регулировались (например, насосные станции и воздуходувки). Это связано, прежде всего, с достижениями в области силовой электроники и микропроцессорной техники, на основе которых были разработаны преобразователи частоты, обеспечивающие управление асинхронными короткозамкнутыми двигателями с энергетическими и динамическими показателями, соизмеримыми или превосходящими показатели других приводов.

Сегодня частотное управление является для асинхронного привода своего рода техническим стандартом. В то же время практически вышли из употребления и не используются в современных разработках такие способы управления и устройства как симметричное и несимметричное управление напряжением, управление введением добавочных сопротивлений в цепи статора и ротора, управление изменением числа пар полюсов и др.

1 Математическое описание объекта управления электропривода переменного тока

1.1 Электрическая часть электропривода

1.1.1 Математическое описание асинхронного двигателя

В связи с постоянным расширением области применения машин переменного тока в регулируемом электроприводе рассматриваются модели и задачи анализа электрических машин, как элементов сложных замкнутых электромеханических систем. Разрабатываются математические модели и методы исследования свойств электрических машин, ориентированные на задачи управления и оптимизации их режимов работы по различным критериям. Модель машины призвана служить инструментом поиска ее оптимальных режимов и определения обеспечивающих эти режимы величин контролируемых внешних воздействий на машину. Последние превращаются таким образом из заданных в искомые функции времени и координат состояния системы, а модель – в инструмент синтеза ее управляющей части.

При решении каждой конкретной задачи модель должна быть максимально упрощена за счет отбрасывания второстепенных факторов. В связи со сложностью алгоритмов поиска оптимальных управлений и фактором нелинейности машины как объекта управления удачный выбор модели объекта является залогом успешного решения задачи. Поэтому в распоряжении исследователя должен быть набор моделей, наиболее хорошо приспособленных для решения различных конкретных задач.

В качестве математического описания трехфазного асинхронного двигателя используем математическое описание обобщенной асинхронной машины, которая базируется на известных законах.

Уравнения равновесия Э.Д.С. на обмотках статора и ротора базируются на втором законе Кирхгофа.

Для статора

Для ротора:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}, \\ u_B = R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}, \\ u_C = R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt}. \end{array} \right. \quad (1.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} u_a = R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}, \\ u_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, \\ u_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}. \end{array} \right. \quad (1.2)$$

В уравнениях (1.1, 1.2) фигурируют мгновенные напряжения, токи и потокосцепления статора и ротора, а также активные сопротивления обмоток. Обычно обмотки выполняются симметричными, и поэтому $R_A = R_B = R_C = R_S$ – активное сопротивление статорной обмотки, $R_a = R_b = R_c = R_R$ – активное

сопротивление роторной обмотки.

Вторым используемым законом является закон Ампера, который связывает потокосцепления обмоток с токами, протекающими по обмоткам:

Для статора

$$\begin{cases} \psi_A = L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + L_{Aa}i_a + L_{Ab}i_b + L_{Ac}i_c, \\ \psi_B = L_{BA}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + L_{Ba}i_a + L_{Bb}i_b + L_{Bc}i_c, \\ \psi_C = L_{CA}i_A + L_{CB}i_B + L_{CC}i_C + L_{Ca}i_a + L_{Cb}i_b + L_{Cc}i_c, \end{cases} \quad (1.3)$$

Для ротора

$$\begin{cases} \psi_a = L_{aA}i_A + L_{aB}i_B + L_{aC}i_C + L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c, \\ \psi_b = L_{bA}i_A + L_{bB}i_B + L_{bC}i_C + L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c, \\ \psi_c = L_{cA}i_A + L_{cB}i_B + L_{cC}i_C + L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c, \end{cases} \quad (1.4)$$

Симметричные уравнения для определения потокосцеплений показывают, что потокосцепление каждой обмотки зависит от токов во всех обмотках; эти зависимости проявляются через взаимоиндукцию. В уравнениях (1.3, 1.4) L_{AA} , L_{BB} , L_{CC} , L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} являются собственными индуктивностями соответствующих обмоток, все остальные – взаимоиндуктивностями между соответствующими обмотками.

Третьим законом, лежащим в основе анализа, является второй закон Ньютона – закон равновесия моментов на валу машины:

$$J \frac{d\vec{\omega}_m}{dt} = \vec{M} - \vec{M}_H, \quad (1.5)$$

где J (кг м²) – момент инерции на валу машины, учитывающий инерционность как самой машины, так и приведенной к валу инерционности рабочего механизма и редуктора;

$\vec{\omega}_m$ (рад/с) – угловая скорость вала машины;

\vec{M}_H (Нм) – момент рабочего механизма, приведенный к валу, в общем случае он может быть функцией скорости и угла поворота.

Четвертым и последним законом, лежащим в основе анализа машины, является закон, сформулированный Ленцем, как правило левой руки. Этот закон связывает векторные величины момента, потокосцепления и тока:

$$\vec{M} = k(\vec{\psi} \times \vec{i}). \quad (1.6)$$

Следует сразу подчеркнуть, что, несмотря на полное и строгое математическое описание, использование уравнений (1.1) – (1.6) для

исследования машины встречает серьезные трудности.

Перечислим основные:

- в уравнениях (1.5 и 1.6) фигурируют векторные величины, а в уравнениях (1.1 и 1.4) скалярные;
- количество взаимосвязанных уравнений равно 16, а количество коэффициентов - 44;
- коэффициенты взаимоиנדукции между обмотками статора и ротора в уравнениях (1.3 и 1.4) являются функцией угла поворота ротора относительно статора, то есть данные уравнения являются уравнениями с переменными коэффициентами;
- уравнение (1.6) является нелинейным, так как в нем перемножаются переменные.

На пути упрощения математического описания асинхронной машины используют метод пространственного вектора, который позволил существенно упростить и сократить вышеприведенную систему уравнений; метод позволяет связать уравнения (1.1 – 1.6) в единую систему с векторными переменными состояния. Суть метода состоит в том, что мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором. Это математическое преобразование имеет вид (например, для тока статора):

$$\vec{i} = \frac{2}{3}(i_A + \vec{a}i_B + \vec{a}^2 i_C), \quad (1.7)$$

где $\vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $\vec{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ – векторы, учитывающие пространственное смещение обмоток;

$i_A = I_m \cos \omega t$, $i_B = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$, $i_C = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})$ – трехфазная симметричная система токов статора.

Подставив в уравнения (1.7) значение мгновенных токов, найдем математическое описание пространственного вектора статорного тока:

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3}I_m(\cos \omega t + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})). \quad (1.8)$$

Геометрическая интерпретация пространственного вектора тока, представленная на рисунке (1.1) – это вектор на комплексной плоскости с модулем (длиной) I_m , вращающийся с угловой скоростью ω в положительном направлении. Проекции вектора \vec{i}_s на фазные оси А, В, С определяют мгновенные токи в фазах. Аналогично пространственными векторами можно представить все напряжения, токи и потокосцепления, входящие в уравнения

(1.1) – (1.4).

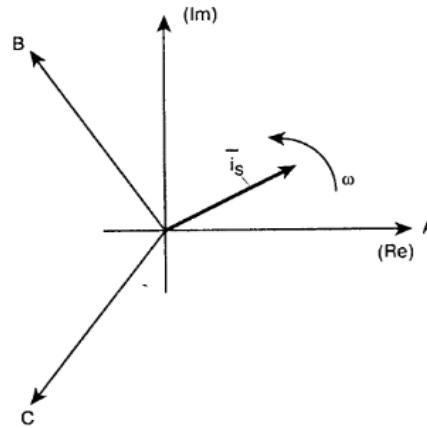


Рисунок 1.1 – Пространственный вектор тока

Упрощение уравнений.

Шаг первый. Для преобразования уравнений (1.1) – (1.4) в мгновенных значениях к уравнениям в пространственных векторах умножим их на выражения: первые уравнения на $\frac{2}{3}$, вторые – на $\frac{2}{3}a$, третьи – $\frac{2}{3}a^2$, – и сложим отдельно для статора и ротора. Тогда получим:

$$\begin{cases} \vec{u}_S = R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt}, \\ \vec{u}_R = R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt}, \\ \vec{\psi}_S = L_S \vec{i}_S + L_m(\theta) \vec{i}_R, \\ \vec{\psi}_R = L_m(\theta) \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R, \end{cases} \quad (1.9)$$

где L_S, L_R – собственные индуктивности статора и ротора;

$L_m(\theta)$ – взаимная индуктивность между статором и ротором.

Таким образом, вместо двенадцати уравнений (1.1) – (1.4) получено лишь четыре уравнения (1.9).

Шаг второй. Переменные коэффициенты взаимной индукции в уравнениях для потокосцеплений (1.9) являются результатом того, что уравнения равновесия э.д.с. для статора записаны в неподвижной системе координат, связанной со статором, а уравнения равновесия э.д.с. для ротора записаны во вращающейся системе координат, связанной с ротором. Метод пространственного вектора позволяет записать эти уравнения в единой системе координат, вращающейся с произвольной скоростью ω_k . В этом случае уравнения (1.9) преобразуются к виду:

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_s, \\ \bar{u}_R = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - p_n \omega_m) \bar{\psi}_R, \\ \bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R = L_m \bar{i}_s + L_R \bar{i}_R \end{cases} \quad (1.10)$$

где $\omega = p_n \omega_m$,

p_n – число пар полюсов в машине.

В уравнениях (1.10) все коэффициенты являются величинами постоянными, имеют четкий физический смысл и могут быть определены по паспортным данным двигателя, либо экспериментально.

Шаг третий. Этот шаг связан с определением момента. Момент в уравнении (1.6) является векторным произведением любой пары векторов. Таких пар может быть шесть $(\vec{i}_s, \vec{i}_R); (\vec{\psi}_s, \vec{\psi}_R); (\vec{i}_s, \vec{\psi}_s); (\vec{i}_R, \vec{\psi}_R); (\vec{i}_R, \vec{\psi}_s); (\vec{i}_s, \vec{\psi}_R)$. Часто в рассмотрение вводится потокосцепление взаимной индукции $\vec{\psi}_m = L_m(\vec{i}_s + \vec{i}_R)$. В этом случае появляется ещё четыре возможности представления электромагнитного момента машины через следующие пары: $(\vec{i}_s, \vec{\psi}_m); (\vec{i}_R, \vec{\psi}_m); (\vec{\psi}_s, \vec{\psi}_m); (\vec{\psi}_R, \vec{\psi}_m)$. После выбора той или иной пары уравнение момента приобретает определенность, а количество уравнений в системе (1.10) сокращается до двух. Кроме того, в уравнениях (1.5) и (1.6) векторные величины момента и скорости могут быть заменены их модульными значениями. Это является следствием того, что пространственные векторы токов и потокосцеплений расположены в плоскости, перпендикулярной оси вращения, а векторы момента и угловой скорости совпадают с осью. В качестве примера покажем запись уравнений момента через некоторые пары переменных состояния машины.

$$\begin{cases} M = \frac{3}{2} p_n L_m \cdot \text{Mod}(\bar{i}_s \times \bar{i}_R), \\ M = \frac{3}{2} p_n L_m \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s), \\ M = \frac{3}{2} p_n L_m \cdot \text{Mod}(\bar{\psi}_R \times \bar{i}_s). \end{cases} \quad (1.11)$$

Шаг четвертый. На этом этапе уравнения (1.5), (1.10) и (1.11) приводятся к безразмерным (относительным) величинам. В качестве основных базовых величин выбираются амплитудные номинальные значения фазного напряжения и тока, а также номинальное значение угловой частоты:

$$U_b = \sqrt{2}U_1, \quad I_b = \sqrt{2}I_1, \quad \omega_b = \omega_1 = 2\pi f_1, \quad (1.12)$$

на этой основе определяются базовые значения всех переменных и коэффициентов, входящих в уравнения, а также базового времени:

$$R_b = \frac{U_b}{I_b}, \quad L_b = \frac{U_b}{\omega_b I_b}, \quad \Psi_b = \frac{U_b}{\omega_b}, \quad M_b = \frac{3}{2} p_n \frac{U_b I_b}{\omega_b}, \quad t_b = \frac{1}{\omega_b}. \quad (1.13)$$

В дальнейшем используются уравнения только в относительных величинах. Обобщенная система уравнений для описания асинхронной машины принимает вид:

$$\begin{cases} \bar{u}_S = r_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_S, \\ \bar{u}_R = r_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\psi}_R}{dt} + j(\omega_k - p_n \nu) \bar{\psi}_R, \\ \bar{\psi}_S = x_S \bar{i}_S + x_m \bar{i}_R, \\ \bar{\psi}_R = x_m \bar{i}_S + x_R \bar{i}_R, \\ m = k \text{ Mod}(\bar{\psi}_i \times \bar{i}_k), \\ \bar{T}_m \frac{d\nu}{dt} = m - m_H. \end{cases} \quad (1.14)$$

В этих уравнениях все переменные относительные, полученные как результат деления реальных значений на базовые, все коэффициенты также безразмерные, полученные аналогично. Переменные и параметры в относительных единицах:

$\bar{u} = \frac{\bar{u}}{U_b}$, $\bar{i} = \frac{\bar{i}}{I_b}$, $\bar{\Psi} = \frac{\bar{\Psi}}{\Psi_b}$ - относительные электромагнитные переменные состояния,

$m = \frac{M}{M_b}$ - относительный момент на валу машины,

$r_S = \frac{R_S}{R_b}$, $r_R = \frac{R_R}{R_b}$, $x_S = \frac{\omega_b L_S}{R_b}$, $x_R = \frac{\omega_b L_R}{R_b}$, $x_m = \frac{\omega_b L_m}{R_b}$, $\bar{T}_m = \frac{J\omega_b^2}{M_b}$ - относительные параметры.

Введение относительных величин существенно сокращает время моделирования и позволяет устранить многие проблемы при моделировании.

1.1.2 Преобразование координат

Для упрощения задачи анализа и разработки законов управления, используют приведение к различным системам координат, удобных для решения той или иной задачи.

Математическая основа преобразования координат проиллюстрирована на рисунке 1.2.

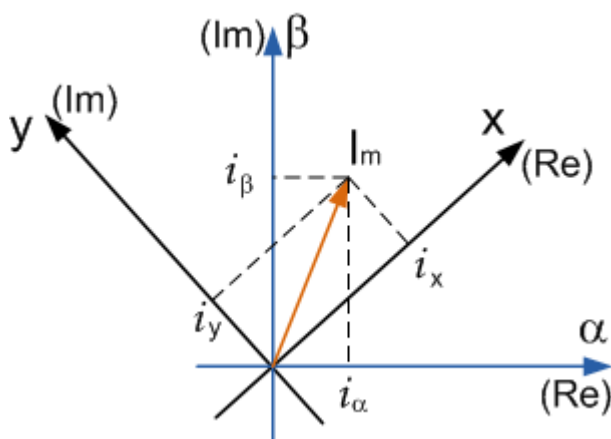


Рисунок 1.2 – Преобразование координат

В неподвижной системе координат (α, β) вектор тока (напряжения, потокосцепления) может быть представлен в алгебраической и показательной форме

$$\overline{i_n} = i_\alpha + j i_\beta = I_m e^{j\psi_1}$$

Аналогично в системе вращающихся координат (x, y) тот же самый вектор может быть представлен в виде:

$$\overline{i_{вр}} = i_x + j i_y = I_m e^{j(\Psi_1 - \omega_k t)} = \overline{i_n} e^{-j\omega_k t}.$$

Отсюда легко получить уравнения перехода от неподвижной системы координат к вращательной и наоборот:

$$\begin{cases} i_x = i_\alpha \cos(\omega_k t) + i_\beta \sin(\omega_k t), \\ i_y = i_\beta \cos(\omega_k t) - i_\alpha \sin(\omega_k t), \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_\alpha = i_x \cos(\omega_k t) - i_y \sin(\omega_k t), \\ i_\beta = i_y \cos(\omega_k t) + i_x \sin(\omega_k t). \end{cases}$$

1.1.3 Асинхронная машина с короткозамкнутым ротором

Описание асинхронной машины с короткозамкнутым ротором (АКЗ) получается из описания обобщенной машины при положении, что $u_R=0$.

$$\begin{cases} \overline{u_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\psi_s}}{dt} + j\omega_k \overline{\psi_s}, \\ 0 = R_R \overline{i_R} + \frac{d\overline{\psi_R}}{dt} + j(\omega_k - p_n \nu) \overline{\psi_R}, \\ \overline{\psi_s} = L_s \overline{i_s} + L_m \overline{i_R}, \\ \overline{\psi_R} = L_m \overline{i_s} + L_R \overline{i_R}, \\ M = \frac{3}{2} p_n L_m \cdot \text{Mod}(\overline{\psi_s} \times \overline{i_s}), \\ j \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_H. \end{cases} \quad (1.15)$$

Исключив из системы (1.15) ψ_s и i_R , получим

$$\begin{cases} \overline{u_s} = r \overline{i_s} + L'_s \frac{d\overline{i_s}}{dt} + j\omega_k L'_s \overline{i_s} - \frac{k_R}{T_R} \overline{\psi_R} + jk_R p_n \omega_m \overline{\psi_R}, \\ 0 = -k_R R_R \overline{i_R} + \frac{1}{T_R} \overline{\psi_R} + \frac{d\overline{\psi_R}}{dt} + j(\omega_k - p_n \nu) \overline{\psi_R}, \\ M = \frac{3}{2} p_n L_m \cdot \text{Mod}(\overline{\psi_s} \times \overline{i_s}), \\ j \frac{d\omega_m}{dt} = M - M_H. \end{cases} \quad (1.16)$$

$$\text{где } r = (R_s + k_R^2 R_R); \quad L'_s = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_R} \right); \quad k_R = \frac{L_m}{L_R}; \quad T_R = \frac{L_R}{R_R}.$$

1.1.4 Математическое описание асинхронного короткозамкнутого двигателя во вращательной системе координат

При рассмотрении модели электрической машины для задачи анализа, как элемента замкнутой электромеханической системы математическое описание представляют во вращающейся с относительной угловой скоростью \square системе координат с вещественной осью x и мнимой осью y . Структурная схема АКЗ и ее модель зависит от выбора базового вектора, который определяет скорость вращения координат. За базовый вектор принимается тот, который при анализе совмещается с одной из осей системы координат.

Основой для синтеза асинхронных систем с векторным управлением является математическое описание АКЗ во вращающейся системе координат, совмещенной с потокосцеплением ротора как при питании АКЗ от источника напряжения, так и при питании АКЗ от источника тока.

Тогда при питании статорных обмоток от источника напряжения получим систему уравнений в операторной форме:

$$\begin{cases} u_{Sx} = r(1 + T_s s)i_{Sx} - \omega_k L'_S i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} - k_R p_n \omega \psi_{Ry}, \\ u_{Sy} = r(1 + T_s p)i_{Sy} + \omega_k L'_S i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} + k_R p_n \omega \psi_{Rx}, \\ 0 = -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + p \psi_{Rx} - (\omega_k - p_n \omega) \psi_{Ry}, \\ 0 = -k_R R_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + p \psi_{Ry} + (\omega_k - p_n \omega) \psi_{Rx}, \\ m = 1.5 p_n k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\ J p \omega = M - M_H. \end{cases} \quad (1.17)$$

Структурная схема АКЗ и ее модель зависит от выбора базового вектора, который определяет скорость вращения координат.

Если за базовый вектор принять вектор $\overline{u_s}$, то система координат будет вращаться со скоростью ω_1 , равной угловой частоте напряжения питания. Кроме того, если совместить вектор $\overline{u_s}$ с осью x вращающейся системы координат, то в уравнениях (1.17) следует принять $u_{sx} = U_1$, $u_{sy} = 0$.

$$\begin{cases}
U_1 = r(1 + T_S' p) i_{Sx} - \omega_1 L_S' i_{Sy} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Rx} - k_R p_n \omega_m \psi_{Ry}, \\
0 = r(1 + T_S' p) i_{Sy} + \omega_1 L_S' i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \psi_{Ry} + k_R p_n \omega_m \psi_{Rx}, \\
0 = -k_R R_R i_{Sx} + \frac{1}{T_R} \psi_{Rx} + p \psi_{Rx} - (\omega_1 - p_n \omega_m) \psi_{Ry}, \\
0 = -k_R R_R i_{Sy} + \frac{1}{T_R} \psi_{Ry} + p \psi_{Ry} + (\omega_1 - p_n \omega_m) \psi_{Rx}, \\
m = 1.5 p_n k_R (\psi_{Rx} i_{Sy} - \psi_{Ry} i_{Sx}), \\
J p \omega_m = M - M_H.
\end{cases} \quad (1.18)$$

Структурная схема, построенная по уравнениям (1.18) представлена на рисунке 1.3 Результаты моделирования представлены на рисунках 1.4 - 1.5.

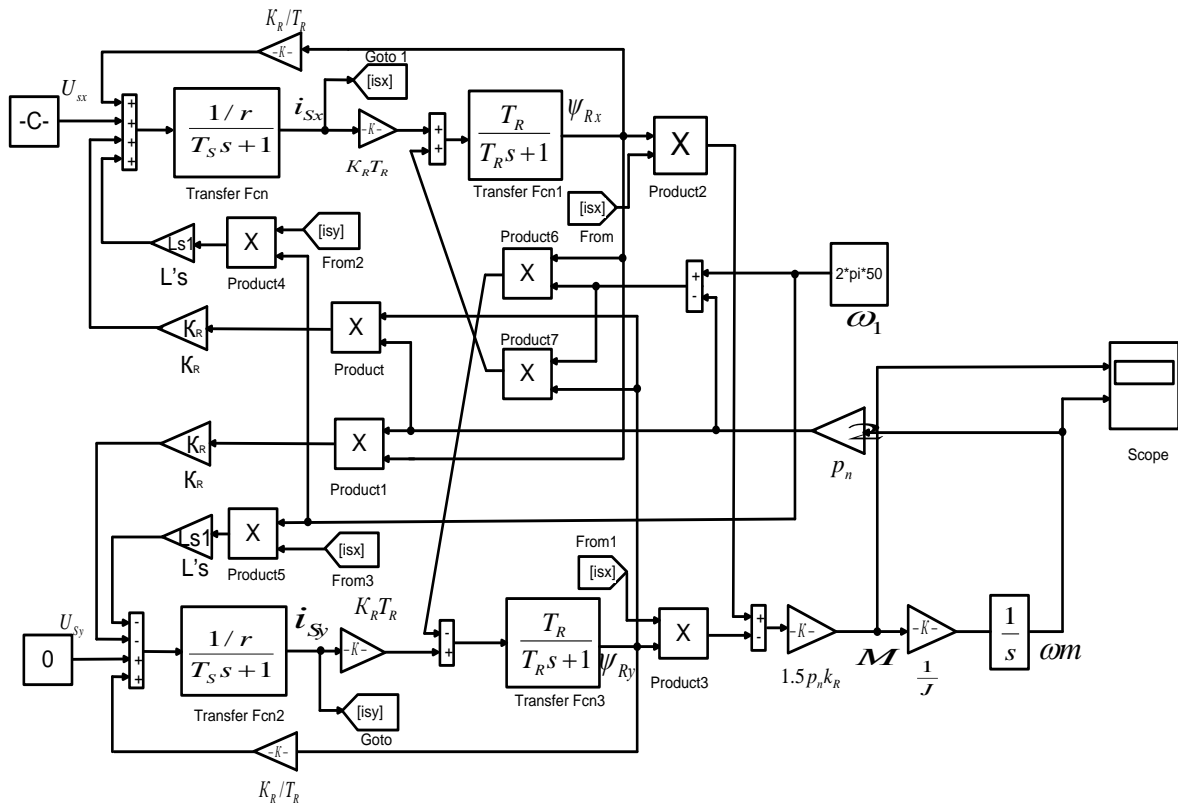


Рисунок 1.3 – Структурная схема асинхронного короткозамкнутого двигателя во вращающейся системе координат с базовым вектором напряжения

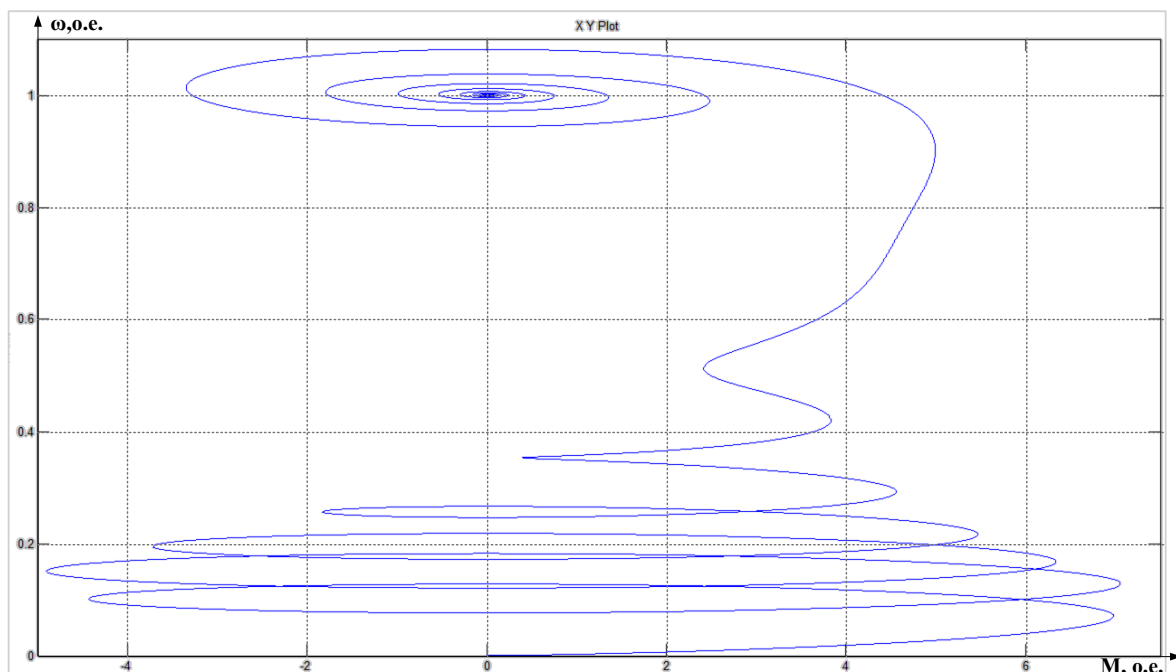


Рисунок 1.4 – Динамическая механическая характеристика пуска АД

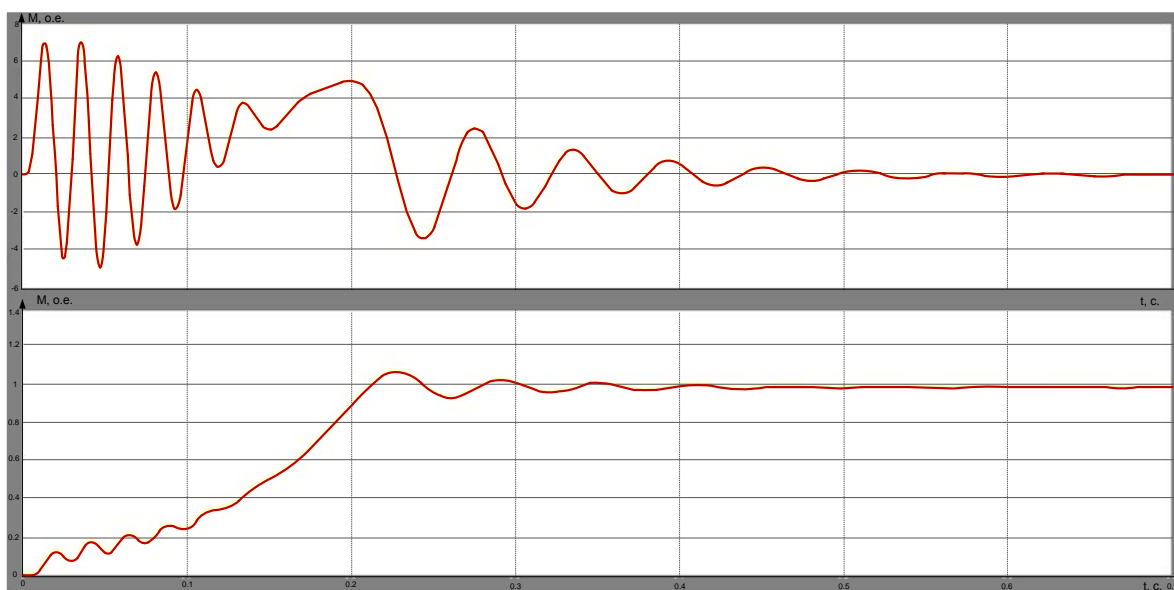


Рисунок 1.5 – Осциллограммы момента и скорости двигателя при пуске

Сравнивая результаты моделирования в неподвижной и во вращающейся системе координат, можно сделать вывод об их полной идентичности. При этом конечно нужно помнить, что в установившемся режиме ток и потокосцепление во вращающейся системе координат являются постоянными величинами. Это доказывает, что для анализа собственно электрической машины выбор системы координат не играет роли. Однако для синтеза и анализа электропривода выбор системы координат является решающим. Это обстоятельство особенно проявляется при синтезе параметров регуляторов и при моделировании всей системы электропривода в пакете Simulink, так как при решении задач в это

пакете существуют ограничения, которые можно обойти только при правильном выборе системы координат.[8]

В пакете Simulink имеется стандартная модель асинхронного короткозамкнутого двигателя. Сравним полученную нами модель со стандартным блоком пакета Simulink Asynchronous Machine.

Осциллограммы переходных процессов при пуске и подключении нагрузки, полученные на модели (рисунок 1.7), представлены на рисунке 1.6.

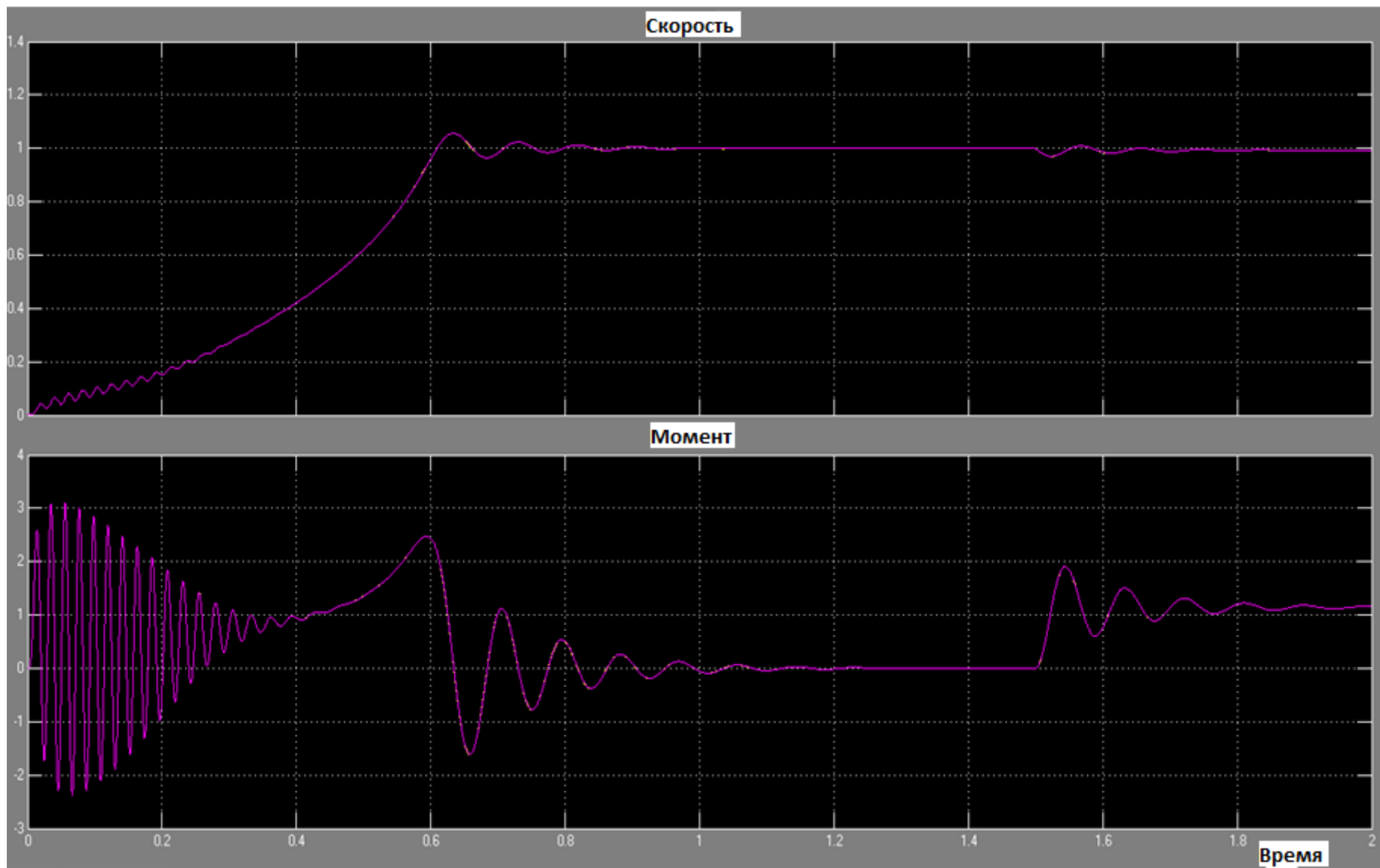


Рисунок 1.6 - Результаты моделирования

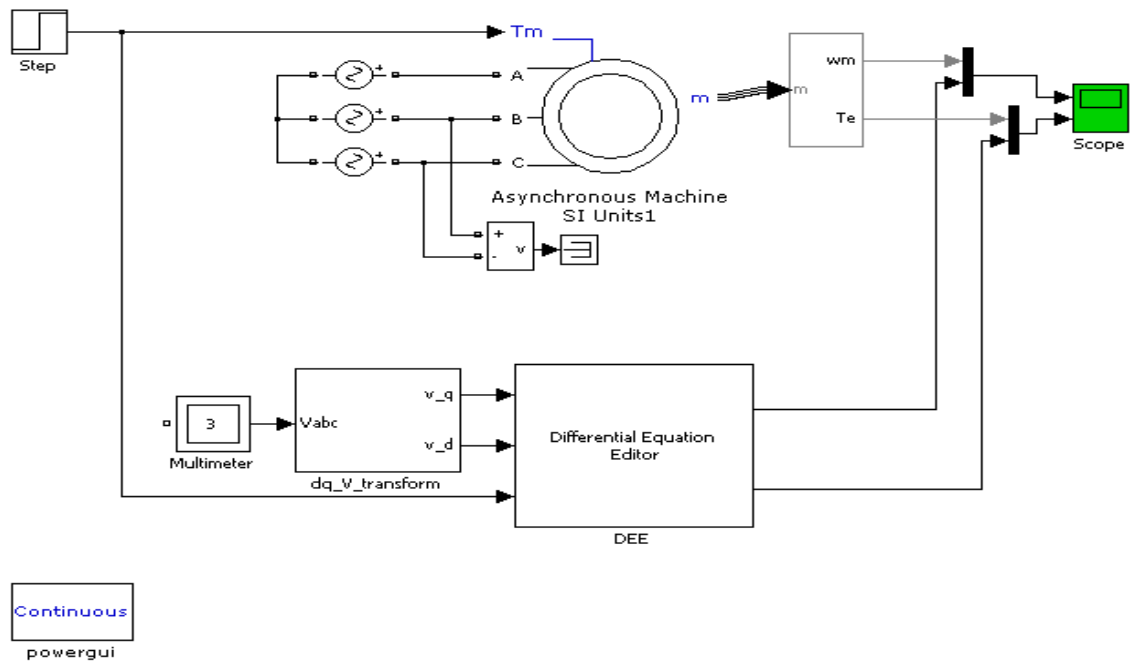
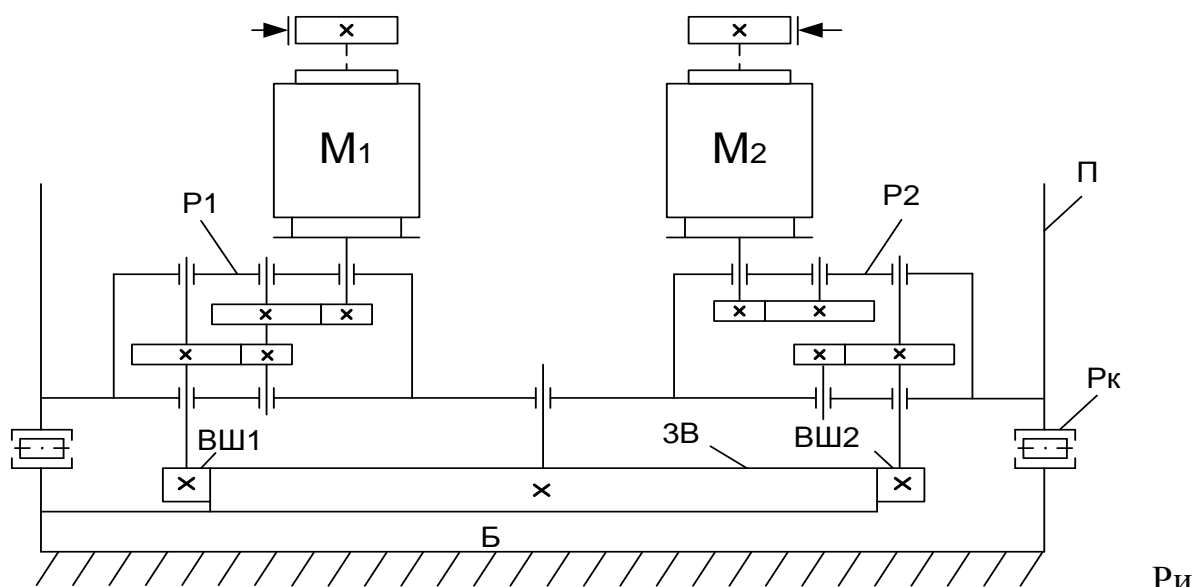


Рисунок 1.7 - Модель, со стандартным боком пакета Simulink

По полученным данным делаем вывод, что созданная нами модель и стандартный блок Asynchronous Machine в пакете Simulink дают полностью идентичные переходные процессы.

1.2 Механическая часть электропривода переменного тока

Рассмотрим, например, кинематическую схему электропривода поворота экскаватора ЭКГ – 8 (рисунок 1.4). Аналогичную схему будут иметь экскаваторы ЭКГ-4.6, ЭКГ-5 и др. Здесь двигатели M_1 и M_2 через индивидуальные редукторы P1 и P2 приводят во вращение валы-шестерни ВШ1 и ВШ2, которые находятся в зацеплении с зубчатым венцом ЗВ, неподвижно закрепленным на базе Б (или на гусеничной тележке экскаватора). Валы - шестерни, обегая зубчатый венец, приводят во вращение поворотную платформу экскаватора П, опирающуюся на роликовый круг РК. Поворотная платформа соединена со стрелой, которая через рукоять соединена с ковшом (не показано на схеме).



сунок 1.4 - Кинематическая схема механизма поворота

Расчет моментов инерции выполнен в [16] при помощи выражения:

$$J = GD^2 / k ,$$

где GD^2 - маховый момент,

k - коэффициент, зависящий от конфигурации детали.

Далее моменты инерции всех элементов вращающихся кинематических звеньев приводятся к валу двигателя через квадрат передаточного числа. Затем определяются суммарные приведенные моменты инерции каждого двигателя и его редуктора J_{11} и J_{12} , а также суммарный приведенный момент инерции поворотной платформы со стрелой J_n и суммарный приведенный момент инерции рукояти, выдвинутой на полную длину, и ковша с грузом J_k .

Расчет жесткостей валов редуктора, стрелы и рукояти также выполнен в [16], в результате которого по рассчитанным жесткостям элементов кинематической схемы получаем значения эквивалентных жесткостей c_{12} и c_{23} . При выборе зазоров возникают колебания упругих моментов, что приводит в основном к разрушению венцовой шестерни. Поэтому ограничиваемся трехмассовой системой, что, $c_{23} = \infty$, а $J_2 = J_n + J_k$. Это существенно упрощает математическое описание, погрешность при этом не превышает 8% [15]. В результате имеем следующую расчетную схему двухдвигательного механизма поворота экскаватора, показанную на рисунке 1.5.

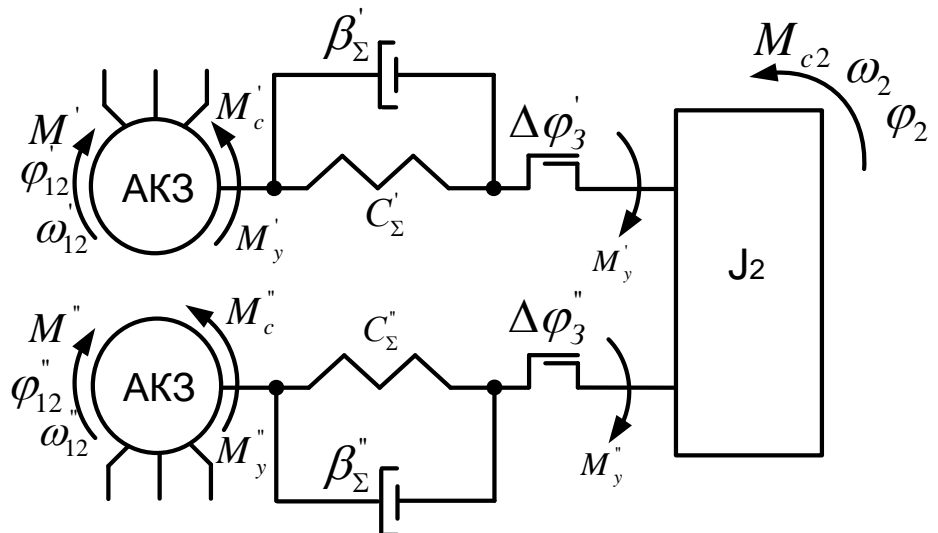


Рисунок 1.5 – Расчетная схема механизма поворота

Момент нагрузки электропривода определяется силами трения в двигателях (M_{c11} , M_{c12}) и в механизме (M_{c2}), ветровой нагрузкой и креном экскаватора (M_H). Однако с учетом всех факторов реальные статические нагрузки механизма поворота невелики и составляют около 10% от стопорного момента двигателя [7]. Основной нагрузкой электропривода являются силы инерции, действующие в переходных процессах пуска и торможения. В связи с этим пренебрегаем моментом статическим, что позволяет при незначительной потере точности более наглядно показать переходные процессы по упругим моментам.

В результате механическая часть двухдвигательного электропривода поворота описывается пятью уравнениями

$$\begin{cases} J_{11} d\omega_{11} / dt = M_1 - M_{y1}, \\ J_{12} d\omega_{12} / dt = M_2 - M_{y2}, \\ M_{y1} = c_{12}(\phi_{11} - \phi_2) + \beta_{12}(\omega_{11} - \omega_2), \\ M_{y2} = c_{12}(\phi_{12} - \phi_2) + \beta_{12}(\omega_{12} - \omega_2), \\ J_2 d\omega_2 / dt = M_{y1} + M_{y2}. \end{cases} \quad (1.2)$$

где M_1 , M_2 - моменты двигателей;

M_{y1} , M_{y2} - упругие моменты;

ϕ_{11} , ϕ_{12} - углы поворота двигателей;

ϕ_1 , ϕ_2 - угол поворота и угловая скорость механизма.

Заменяя два двигателя одним эквивалентным, получаем следующее математическое описание механической части двухдвигательного электропривода поворота экскаватора [13]:

$$\begin{cases} J_{1\Sigma} d\omega_{1\Sigma} / dt = M_{\Sigma} - M_{y\Sigma}, \\ M_{y\Sigma} = c_{12\Sigma}(\phi_{1\Sigma} - \phi_2) + \beta_{12\Sigma}(\omega_{1\Sigma} - \omega_2), \\ J_2 d\omega_2 / dt = M_{y\Sigma}. \end{cases}$$

Математическое описание механической части одномассовой системы имеет вид:

$$J_{\Sigma} d\omega_{\Sigma} / dt = M_{y\Sigma}$$

Таким образом в зависимости от целей исследования и степени упрощения механизм поворота экскаватора может быть представлен различными структурными схемами, которые соответствуют математическим моделям одно- или двухмассовой систем.

2 Разомкнутая система управления асинхронным двигателем

2.1 Параметрическое управление

До середины 70-х годов прошлого столетия параметрическое или скалярное частотное управление было основным видом управления, используемым в автоматизированном асинхронном электроприводе. Но и в настоящее время, несмотря на конкуренцию с векторными способами управления, оно довольно широко распространено, т.к. позволяет решать многие технические задачи массового электропривода проще и эффективнее. Это относится в первую очередь к приводам с малым диапазоном регулирования и низкими требованиями к динамике. Термин параметрическое управление связан с тем, что оно базируется на изменении параметров, определяющих электромагнитный момент АД (частоты, напряжения, токов и магнитных потоков). Физической основой параметрических способов управления являются электромагнитные процессы в АД, возникающие при изменении этих величин [11].

Параметрическое регулирование скорости может быть осуществлено изменением любого параметра, входящего в уравнение механической характеристики.

За счет изменения числа пар полюсов при $U_{\Phi} = \text{const}$ создается ступенчатое регулирование синхронной скорости. Параметрическое регулирование скорости можно осуществить изменением напряжения при наличии отрицательной обратной связи по скорости.

Наибольший интерес представляет частотное управление или частотное регулирование скорости.

Фазное напряжение статора

$$U_1 = 4,44 f_1 \omega \Phi \quad (2.1)$$

Если $U_1 = \text{const}$, то при уменьшении частоты питающей сети магнитный поток автоматически увеличивается, а это приводит к резкому увеличению тока намагничивания и нагреву машины. Поэтому поддерживают величину напряжения по отношению к частоте статора постоянной.

Существуют следующие законы изменения напряжения в зависимости от частоты: 1) основной закон М.П. Костенко; 2) номинальный; 3) постоянство полного потока; 4) постоянство рабочего потока; 5) постоянство абсолютного скольжения; 6) управление частотой при номинальном напряжении.

2.1.1 Основной закон М. П. Костенко

В 1925 академик Михаил Полиевктович Костенко сформулировал общий закон, обеспечивающий оптимальные условия работы двигателя в следующей форме: чтобы обеспечить оптимальный режим работы АД при всех значениях частоты и нагрузки, необходимо относительное напряжение двигателя

изменять пропорционально произведению относительной частоты на корень квадратный из относительного момента.

Академик М.П. Костенко установил закон управления амплитудой и действующим значением напряжения (или просто напряжения) в зависимости от частоты:

$$\frac{U}{U_{ном}} = \frac{f_1}{f_{1ном}} \sqrt{\frac{M}{M_{ном}}} \quad (2.2)$$

Обозначим:

$$\frac{U}{U_{ном}} = \gamma, \frac{f_1}{f_{1ном}} = \alpha, \frac{M}{M_{ном}} = \mu. \quad (2.3)$$

В относительных единицах

$$\gamma = \alpha \sqrt{\mu}. \quad (2.4)$$

Закон получен при пренебрежении падением напряжения в активных сопротивлениях статора и насыщением магнитной цепи.

Закон Костенко можно получить из следующих элементарных соображений. Если предположить, что коэффициент перегрузочной способности при регулировании остается постоянным, то критический момент, зависящий от квадрата величины магнитного потока, также должен оставаться постоянным.

Закон Костенко можно рассматривать применительно к разомкнутым и к замкнутым системам управления. Сущностью его является управление напряжением (магнитным потоком) машины в функции нагрузки на валу без непосредственного ее измерения. Если нагрузка уменьшается, то магнитный поток можно также уменьшить, уменьшив напряжение, но сохранив при этом запас статической устойчивости.

Из характеристики видно, что при пуске двигателя, используя основной закон М. П. Костенко, броски момента при пуске резко уменьшаются, при этом критический момент не изменяется, что благоприятно сказывается на работе машины и её рабочих характеристиках.

2.1.2 Номинальный закон

Управление по закону $U/f = \text{const}$ или, что то же самое, $\gamma = \alpha$ является наиболее распространенным частным случаем закона М.П. Костенко.

Номинальный закон предусматривает пропорциональное изменение напряжения в зависимости от частоты $U/f = \text{const}$. В данном случае закон

изменения напряжения $U = 220 \cdot t$, закон изменения частоты $f = 50 \cdot t^2$.
Напряжение возрастает до значения $U_n/U=1$, а частоты $f_n/f=1 \dots 0,3$

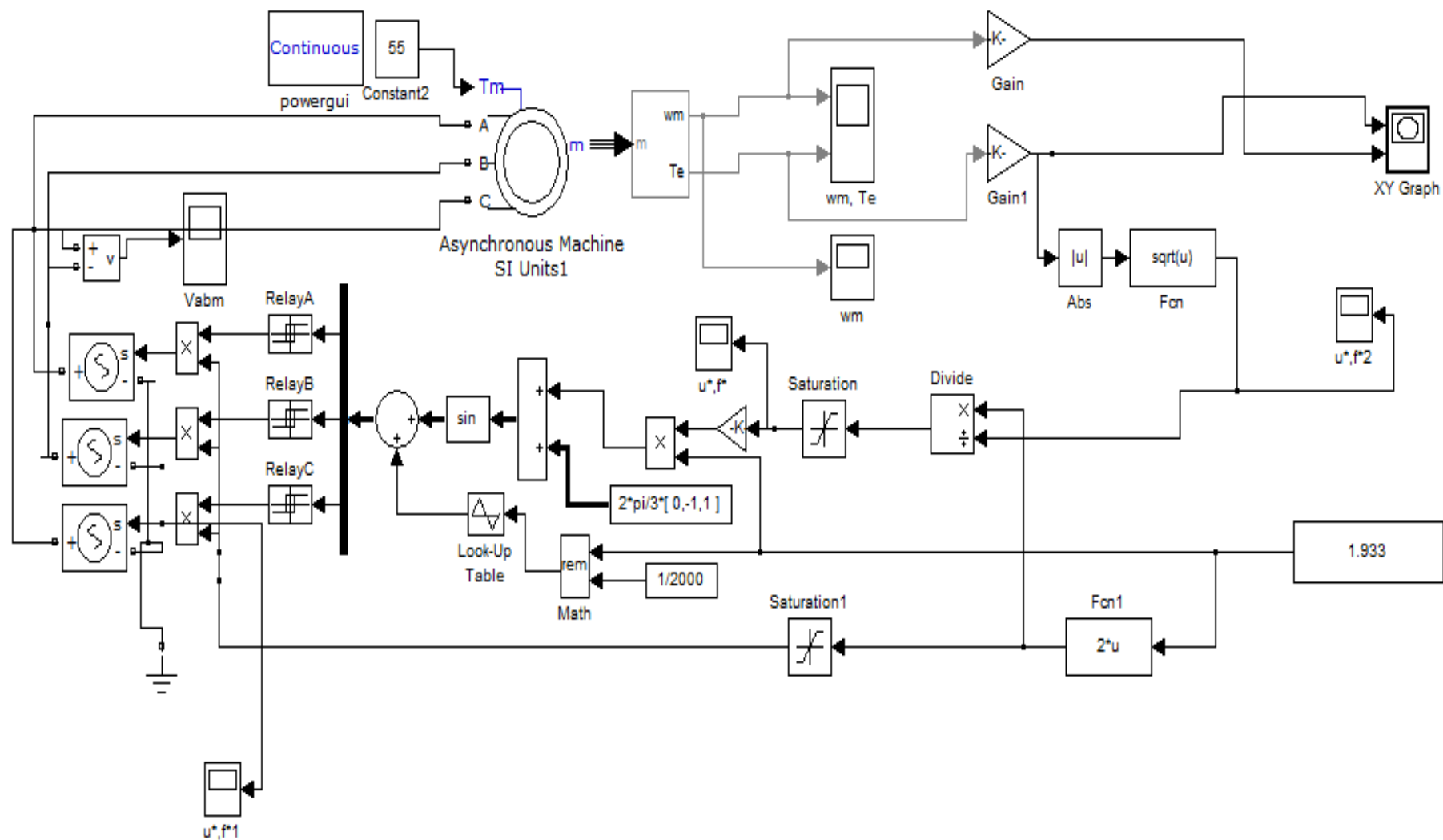


Рисунок 2.1 - Модель асинхронного короткозамкнутого двигателя при управлении по закону Костенко

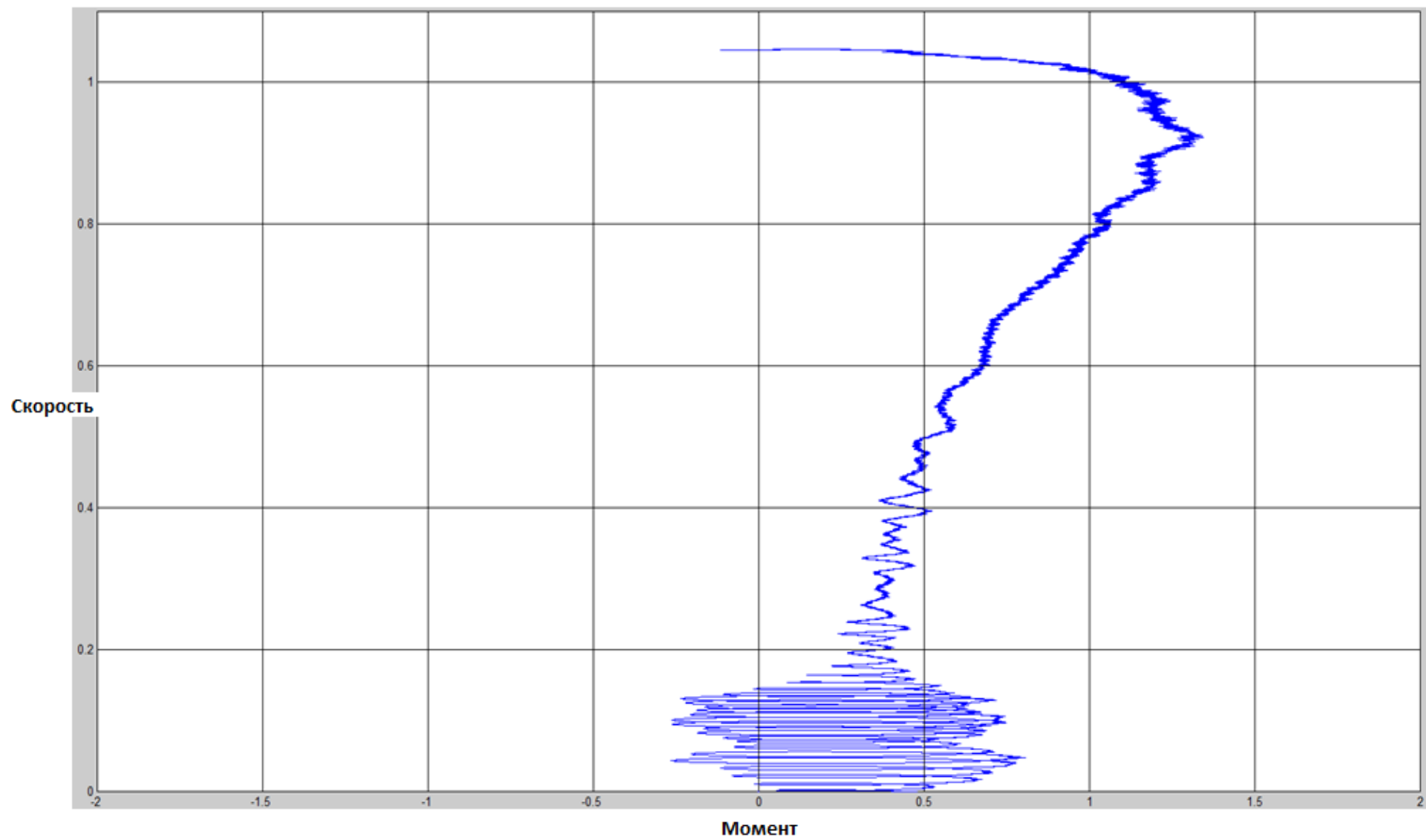


Рисунок 2.2 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя мощностью $P = 55$ кВт

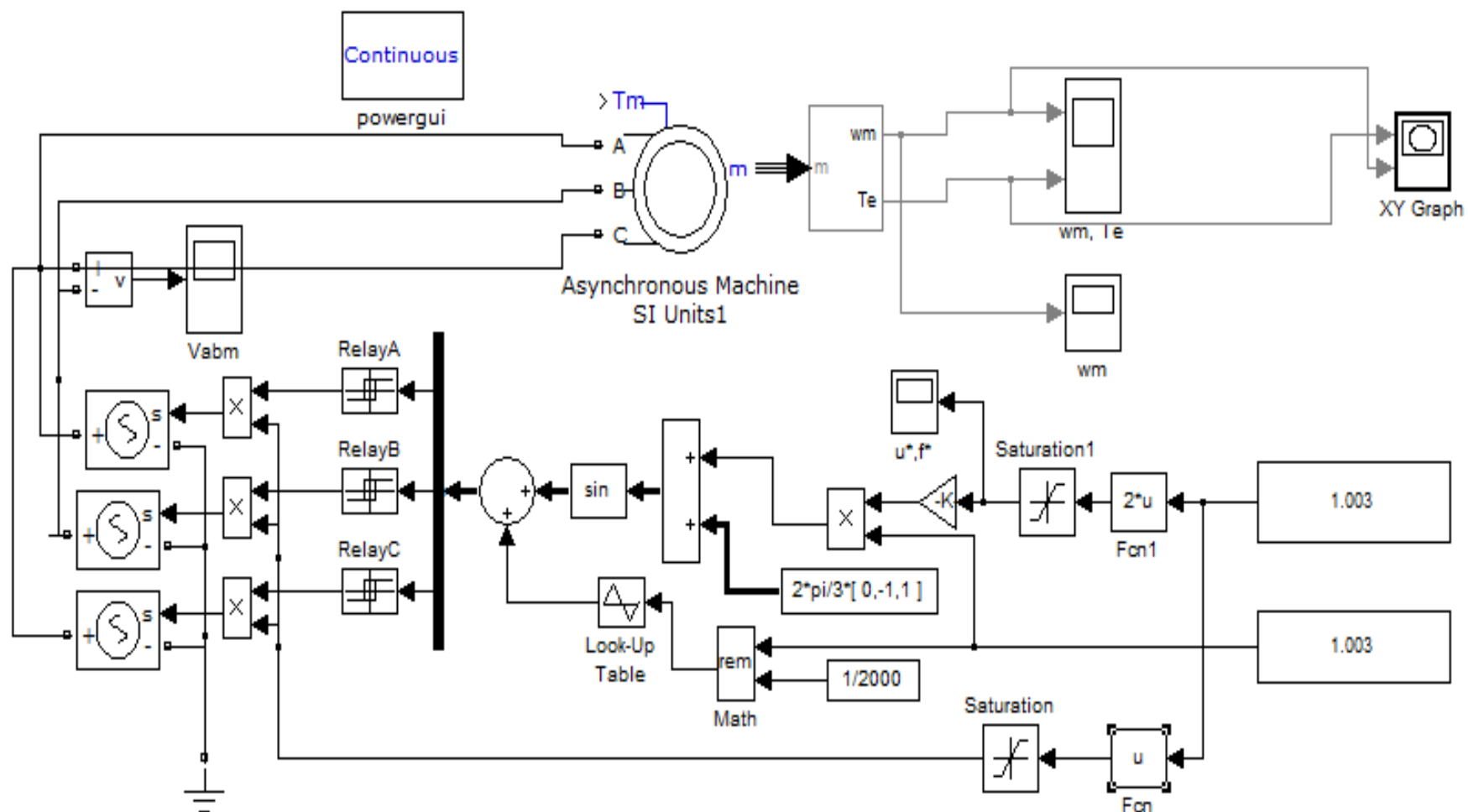


Рисунок 2.3 - Модель асинхронного короткозамкнутого двигателя при управлении по номинальному закону

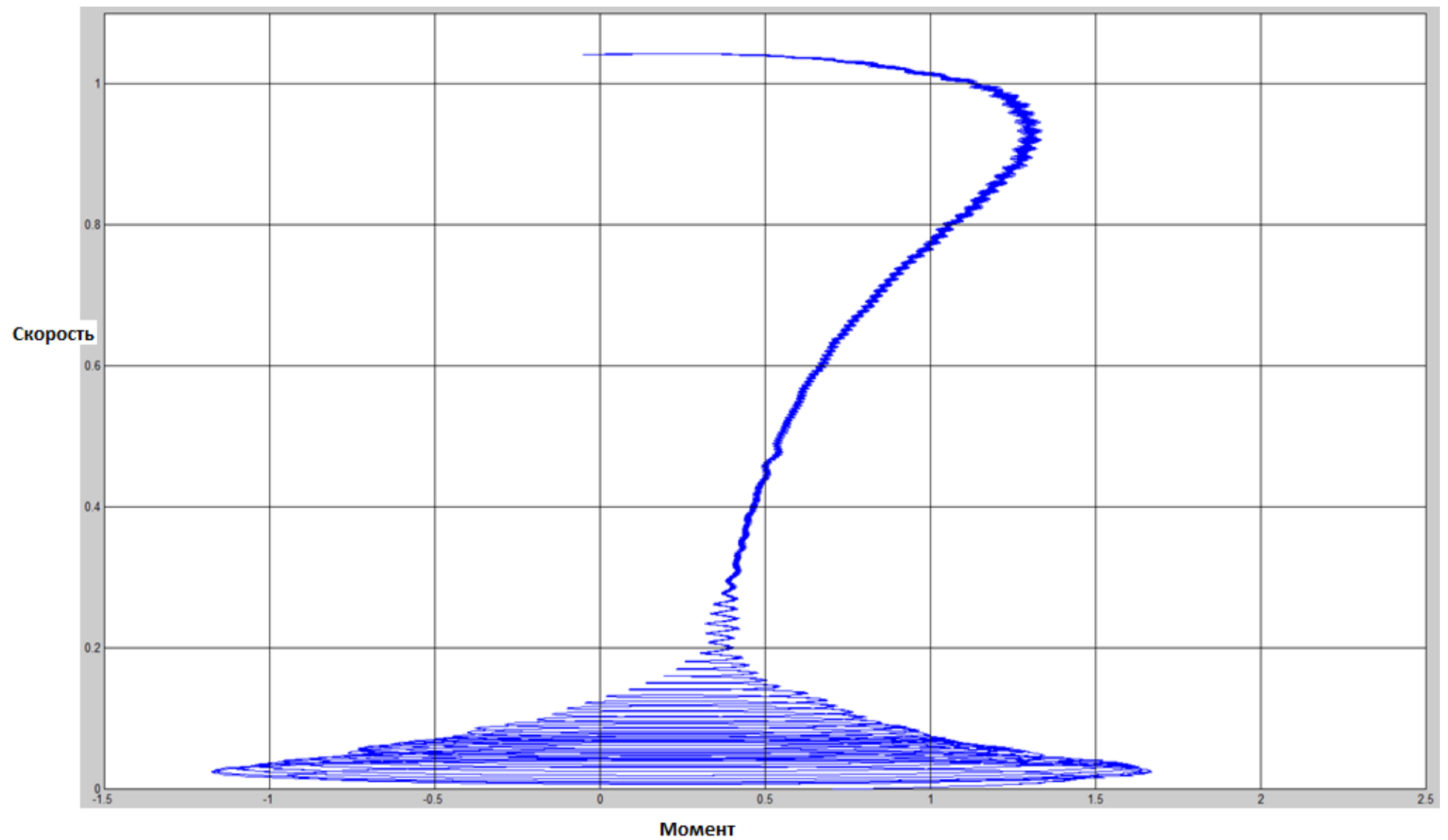


Рисунок 2.4 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя мощностью $P = 55$ кВт от сети

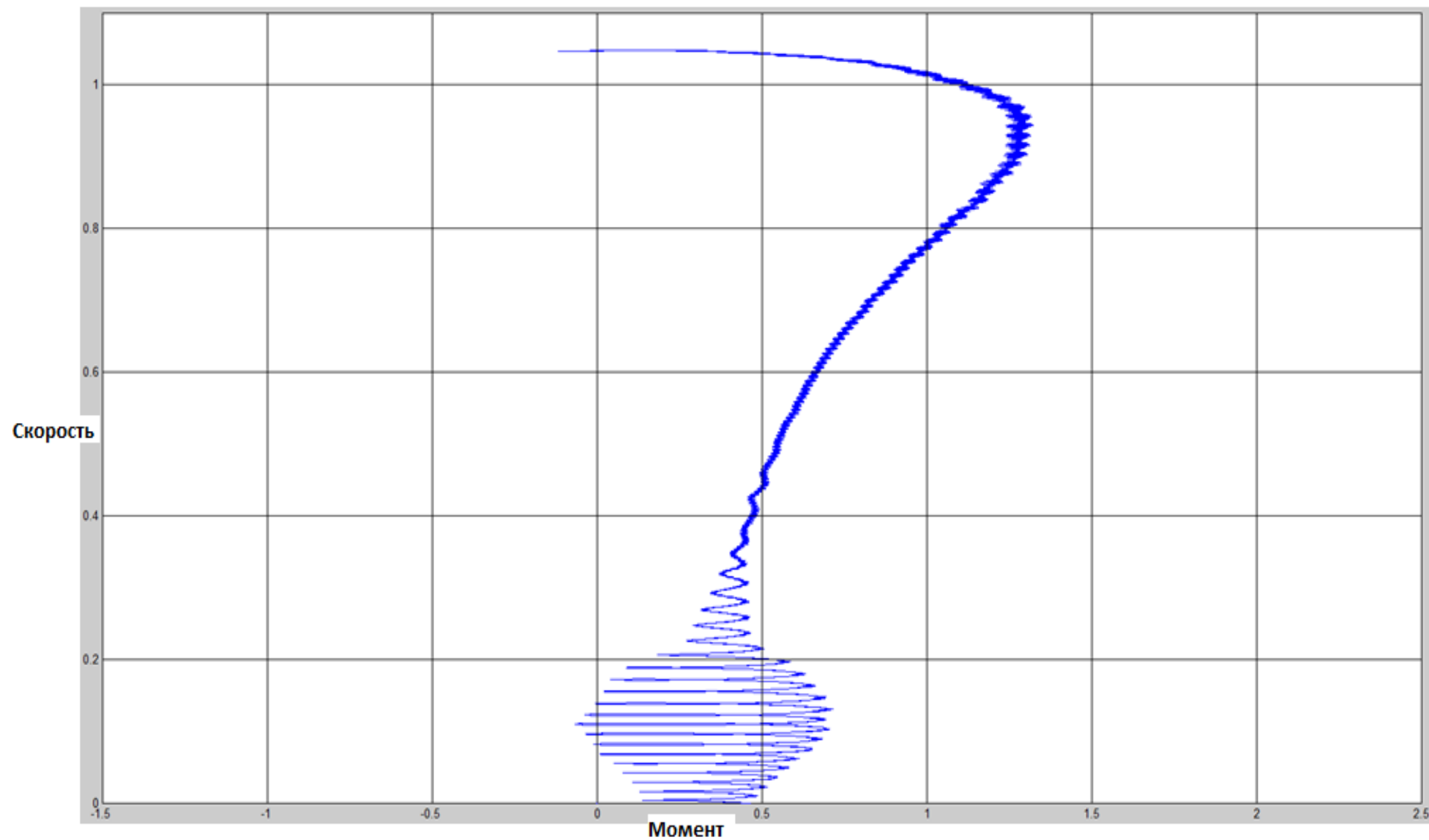


Рисунок 2.5 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя мощностью $P = 55$ кВт при $U/f=0.5$, $f_H/f=1$

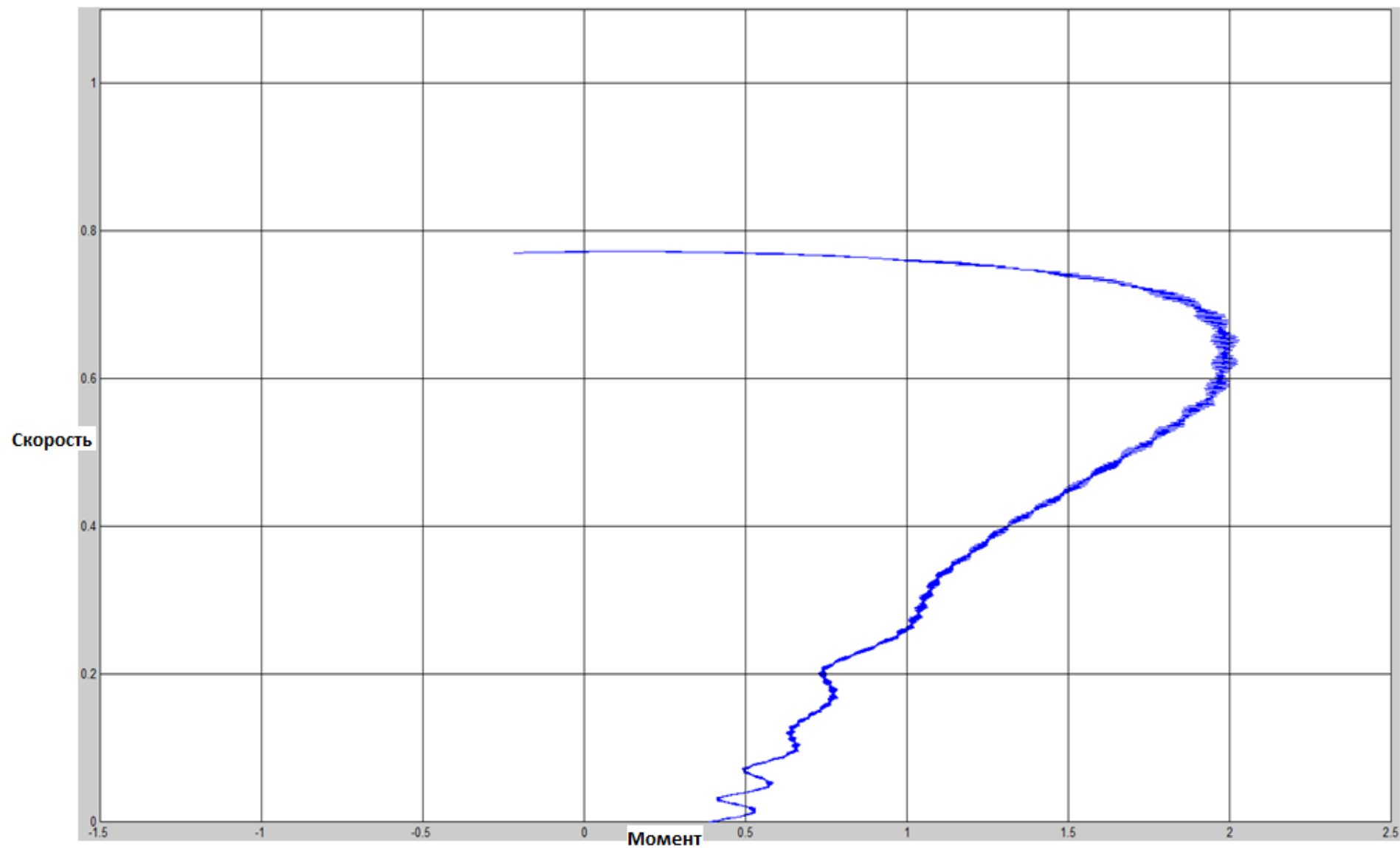


Рисунок 2.6 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя мощностью $P = 55$ кВт при $U/f=0,5$, $f_H/f=0,7$

Из полученных в ходе моделирования характеристик видно, что f_n/f меняющемся в пределах от 0,5 до 1, момент критический остаётся неизменным, но при дальнейшем уменьшении частоты характеристики резко ухудшаются из – за снижения потока, обусловленного падением напряжения в активных сопротивлениях статора.

2.2 Преобразователи частоты для асинхронного электропривода

2.2.1 Основные типы преобразователей

Большая часть приводов переменного тока питается от промышленной трехфазной сети, поэтому силовая часть систем частотного управления обычно называется преобразователем частоты, т.к. она формирует в обмотках статора АД напряжения и токи с частотой отличной от частоты источника питания.

Преобразователи частоты (ПЧ) по числу ступеней преобразования энергии делятся на ПЧ с непосредственной связью (НПЧ) и с промежуточным звеном постоянного тока.

В настоящее время более распространены ПЧ со звеном постоянного тока. На входе энергетического канала этих ПЧ установлен управляемый или неуправляемый выпрямитель. После преобразования выпрямителем энергии переменного тока с постоянными значениями напряжения и частоты в энергию постоянного тока, она поступает на вход инвертора (И) и снова преобразуется в энергию трехфазного переменного тока, но уже с регулируемыми параметрами. Таким образом, в ПЧ этого типа происходит двойное преобразование энергии, что несколько снижает его КПД, однако другие существенные преимущества этих преобразователей обеспечивают им доминирующее положение в современном автоматизированном приводе.

Для энергетической развязки выпрямителя и инвертора между ними обязательно устанавливают накопитель энергии. В зависимости от вида этого накопителя – конденсатор или дроссель – инвертор работает либо в режиме источника напряжения (ИН), либо источника тока (ИТ). Накопитель энергии необходим потому, что энергия постоянного тока чисто активная, а для формирования магнитных полей в двигателе нужен обмен реактивной энергией с источником питания, которую и обеспечивает накопитель. При переходе АД в генераторный режим изменяется знак активной составляющей тока статора, т.е. ее направление по отношению к напряжению. Этот ток и напряжение примерно соответствуют величинам на входе И, поэтому при изменении режима АД должно изменяться взаимное направление тока и напряжения в звене постоянного тока. Но в ПЧИН изменить направление может только напряжение, а в ПЧИТ – ток. Изменение направления напряжения в ПЧИТ при сохранении направления тока приведет к тому, что УВ перейдет в режим инвертирования и избыточная энергия будет возвращена в сеть. В ПЧИН переход АД в генераторный режим приведет к изменению направления тока

в инверторе. В этом случае избыточная энергия не может быть возвращена в сеть через выпрямитель, т.к. его ключи обладают односторонней проводимостью. Она может либо рекуперироваться ведомым сетью инвертором, включенным встречно параллельно с УВ, либо быть рассеянной на тормозном резисторе, включаемом с этой целью на входе инвертора. Таким образом, ПЧИТ обеспечивает двухстороннее направление обмена энергией между АД и сетью без применения дополнительных устройств и, следовательно, работу двигателя в двух квадрантах механической характеристики, в то время как ПЧИН только в одном квадранте (двигательном).

Сдвиг фаз между выходными напряжениями И обеспечивается алгоритмом работы ключей, а частота регулируется тактовой частотой коммутации f_1 , задаваемой устройством управления (УУ). Управление амплитудой напряжения или тока осуществляется с помощью УВ. Как правило, каналы управления частотой и амплитудой в УУ соединены между собой через функциональный преобразователь, обеспечивающий требуемый закон управления.

Из рассмотренных особенностей ПЧ с инверторами, работающими с шестью коммутациями за период, можно сделать вывод, что ПЧИН следует применять для многодвигательных и одиночных приводов мощностью до 200 кВт, работающих в одном квадранте с диапазоном регулирования до 20:1. При этом в УУ обычно используется функциональный преобразователь с законом управления $U/f = \text{const}$. Для одиночных приводов мощностью до 400 кВт, работающих в двух квадрантах примерно с тем же диапазоном регулирования, применяют ПЧИТ.

Другой класс преобразователей со звеном постоянного тока составляют устройства, в которых функции регулирования обоих выходных параметров (амплитуды и частоты) возложены на инвертор, а в выпрямителе используются неуправляемые диоды. Такой тип ПЧ относят к широтно-импульсным преобразователям (ШИП), а инвертор, работающий в режиме широтноимпульсной модуляции – к широтно-импульсным регуляторам (ШИР). В настоящее время, благодаря развитию силовой электроники и, прежде всего, появлению силовых транзисторов с изолированным затвором (IGBT – insulated gate bipolar transistor), этот тип ПЧ стал наиболее распространенным.

Отдельный класс преобразователей составляют НПЧ. В них выходное напряжение формируется из участков синусоид напряжения сети питания, при этом двигатель в процессе работы преобразователя через открытые ключи в каждый момент времени оказывается подсоединенным непосредственно к источнику питания. Это позволяет без использования дополнительных устройств обеспечить двухсторонний обмен энергией между АД и питающей сетью, что, в свою очередь, создает возможность работы двигателя в двух квадрантах механической характеристики.

НПЧ в принципе могут строиться на основе частично или полностью управляемых ключей. В первом случае в качестве ключей используют тиристоры (симисторы) с естественной коммутацией (ЕК); во втором – либо полностью управляемые тиристоры или тиристоры с искусственной коммутацией, либо транзисторы. Применение искусственной коммутации позволяет регулировать выходную частоту в области ниже и выше частоты сети. Применение транзисторных ключей исключает этот недостаток, но сам принцип работы НПЧ требует использования, по крайней мере, тройного количества ключевых элементов по сравнению с ПЧ с инверторами. Кроме того, для некоторых задач в НПЧ используют входные или выходные трансформаторы, что еще более снижает их конкурентоспособность. Поэтому в преобразователях этого типа чаще всего используют естественную коммутацию и применяют их в приводах, где отчетливо проявляются достоинства тиристорных ключей – в приводах большой мощности [11].

С помощью трехфазно-трехфазных НПЧ ЕК можно формировать фазные токи АД с коэффициентом искажения порядка 0,99-0,9999, т.е. токи, содержащие практически только основную гармонику. Однако с повышением частоты основной гармоники искажения увеличиваются и при питании от сети 50 Гц, предельной выходной частотой с удовлетворительным спектром тока считается 20 Гц. Повышение этой частоты в 1,5-2 раза возможно с помощью входных трансформаторов и дополнительных ключей, но такое решение существенно ухудшает массогабаритные показатели. В любом случае использование НПЧ для токового управления АД позволяет осуществить глубокое регулирование частоты вращения вплоть до работы на упор с номинальной перегрузочной способностью, а также обеспечить запуск двигателя в тяжелых условиях. Наличие относительно большого количества ключей является недостатком НПЧ, но надежность и мощность тиристорных коммутаторов определили область, в которой почти исключительно применяются НПЧ ЕК. Это приводы большой мощности с тяжелыми условиями пуска такие, как тяговый привод на транспорте, гребные валы судов, цементные мельницы и т.п.

2.2.2 Преобразователи частоты со звеном постоянного тока

Наиболее широкое применение в современных частотно регулируемых приводах находят преобразователи с явно выраженным звеном постоянного тока. В преобразователях этого класса используется двойное преобразование электрической энергии: входное синусоидальное напряжение с постоянной амплитудой и частотой выпрямляется в выпрямителе (В), фильтруется фильтром (Ф), сглаживается, а затем вновь преобразуется инвертором (И) в переменное напряжение изменяемой частоты и амплитуды. Двойное преобразование энергии приводит к снижению к.п.д. и к некоторому ухудшению массогабаритных показателей по отношению к преобразователям с непосредственной связью.

Для формирования синусоидального переменного напряжения используются автономные инверторы напряжения и автономные инверторы тока.

В качестве электронных ключей в инверторах применяются запираемые тиристоры GTO и их усовершенствованные модификации GCT, IGCT, SGCT, и биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT.

Главным достоинством тиристорных преобразователей частоты, как и в схеме с непосредственной связью, является способность работать с большими токами и напряжениями, выдерживая при этом продолжительную нагрузку и импульсные воздействия.

Основным достоинством преобразователя частоты со звеном постоянного тока, является возможность получения широкого диапазона выходных частот, как выше частоты сети, так и ниже. Частотные преобразователи со звеном постоянного тока могут полностью перекрывать потребности электроприводов любого назначения. По схеме ПЧ со звеном постоянного тока строятся высоко-, средне и низкоскоростные привода. Такая схема позволяет конструировать прецизионные электропривода, имеющие широкий и сверхширокий диапазон регулирования скорости.

Схему со звеном постоянного тока можно использовать для большого класса относительно простых электроприводов с небольшими требованиями к диапазону регулирования и быстродействию. При разработке конструкции частотного преобразователя со звеном постоянного тока можно увеличивать или уменьшать сложность силовой части и системы управления частотным преобразователем, согласно требованиям к электроприводу без большой избыточности системы. При использовании частотных преобразователей со звеном постоянного тока существует возможность существенно снизить стоимость электропривода за счет питания частотного преобразователя от автономных источников или локальной сети постоянного тока.

Сделаем модель (рисунок 2.6) системы ПЧ-АД со звеном постоянного тока с преобразователем на основе автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией в пакете Simulink [11].

В блоке «Three-Phase Voltage Source» моделируется трёхфазная система напряжений, далее в блоке «Universal Bridge» трёхфазная система напряжений преобразуется в постоянное напряжение. В блоке «Pulses» генерируется задающий сигнал для широтно-импульсной модуляции в блоке «Universal Bridge1», далее от него получает питание асинхронный двигатель.

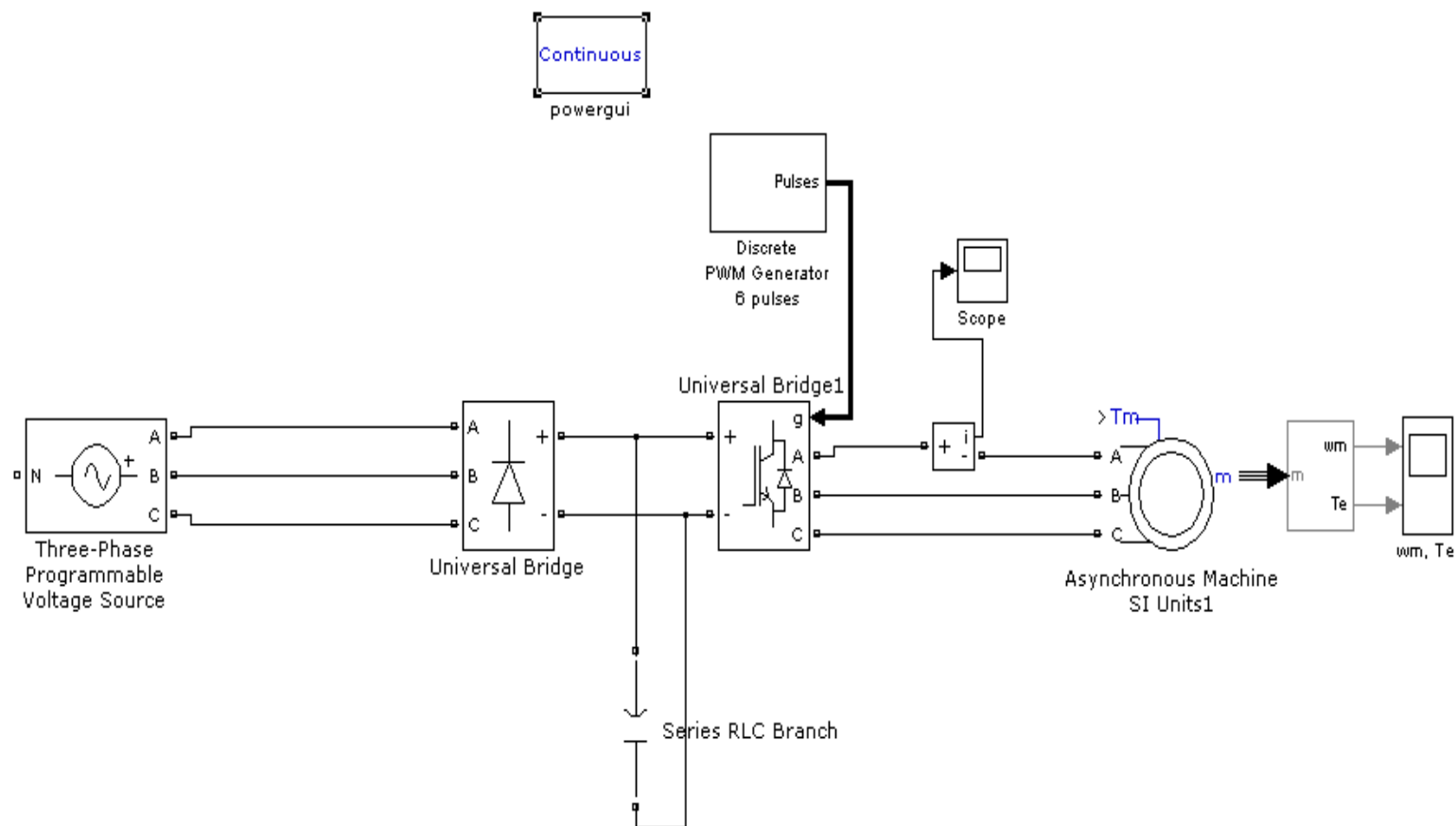


Рисунок 2.7 - Модель системы ПЧ-АД со звеном постоянного тока на основе АИН

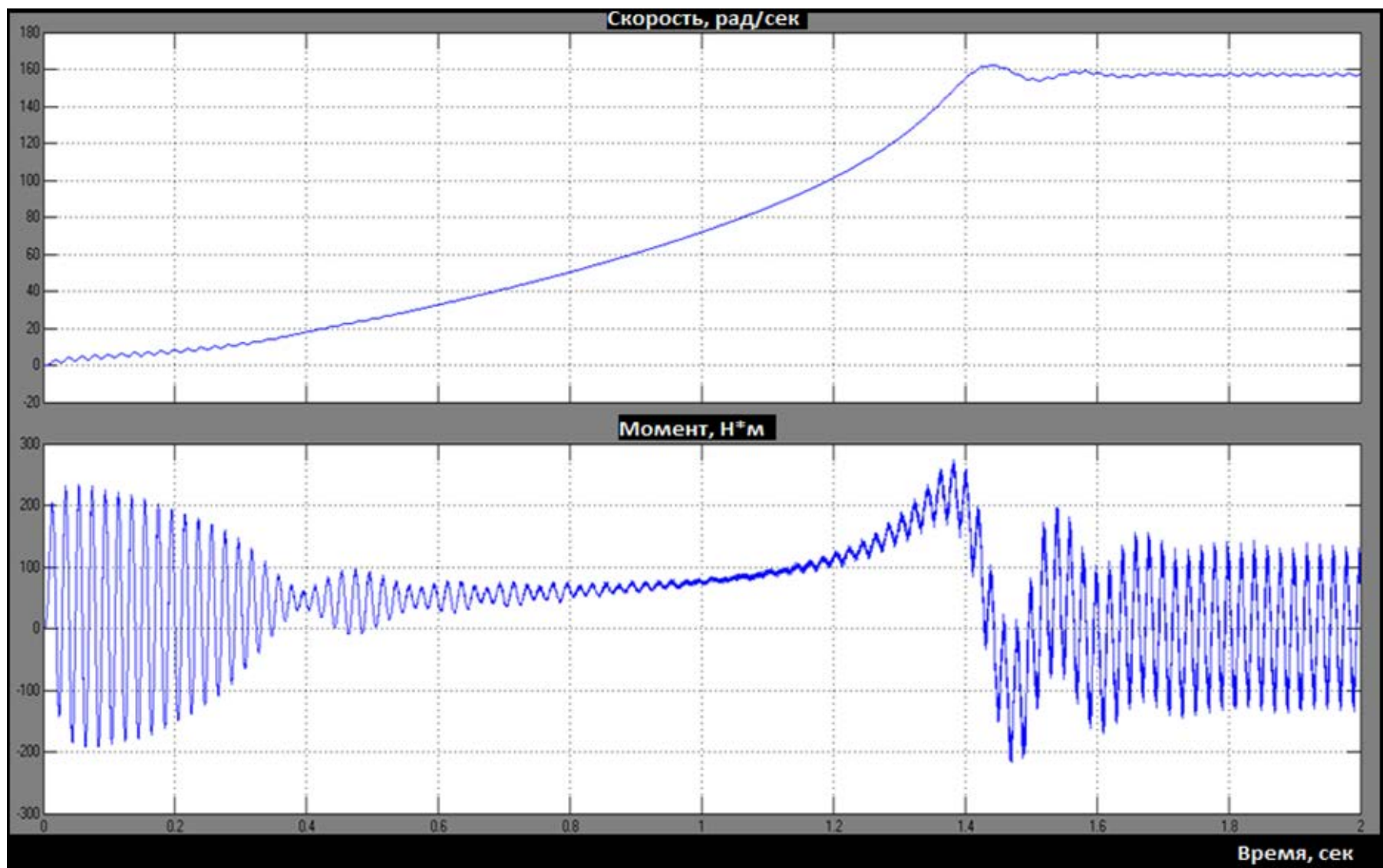


Рисунок 2.8 - Результаты моделирования модели ПЧ-АД со звеном постоянного тока на основе АИН

3. Исследование динамики электропривода переменного тока с разомкнутой системой управления

Для большинства электроприводов достаточно, чтобы привод был быстродействующим, но при этом перерегулирование выходной величины было небольшим.

Фактически доказано, что современные преобразователи частоты позволяют значительно сократить энергопотребление оборудования и оптимизировать различные технологические процессы, что в свою очередь ведет к экономии сырья и других ресурсов, а так же способствует улучшения качества конечного продукта. Но, с заменой систем частотного регулирования с использованием тормозных резисторов на системы с использованием рекуперации энергии в сеть, появилась возможность дополнительной экономии. Теперь, энергию, возникающую при торможении двигателей можно возвращать в питающую сеть, осуществляя полную корректировку ее параметров в соответствии с параметрами сети.

Для того чтобы накопленную мощность можно было возвращать в источник переменного тока, в качестве входного выпрямителя привода рекуперации используются преобразователи с ШИМ источником напряжения. Теперь поток мощности переменного тока может течь в любую сторону, током можно управлять и получить почти единичный коэффициент мощности. В случае работы преобразователя частоты в режиме рекуперации, каскад IGBT транзисторов (используемый в приводе в качестве выходного каскада) работает как синусоидальный выпрямитель, преобразующий переменный ток в постоянное напряжение для питания системы. При интенсивном торможении двигателя и, как следствие, превышении напряжения на звене постоянного тока преобразователя частоты выше определенного уровня, каскад IGBT транзисторов ПЧ генерирует ШИМ - сигнал в сторону сети. Это напряжение содержит много высокочастотных гармоник, которые блокируются индуктивностью и на выходе ПЧ получается синусоидальный ток с малой составляющей высших гармоник. Для синхронизации привода рекуперации с сетью не требуется дополнительного оборудования. Определение частоты и угла вектора сетевого напряжения происходит за счет подачи ШИМ - модулятором трех специальных тестирующих импульсов в питающую сеть.

В данной работе для механизма поворота экскаватора ЭКГ-8И рассмотрены переходные процессы с разомкнутой системой управления, полученные с помощью пакета MATLAB Simulink.

В качестве аппаратной платформы для реализации разомкнутого управления может быть выбрана плата STM32F4DISCOVERY, процессор которой позволяет реализовывать сложные численные алгоритмы и содержит всю необходимую периферию. Фрагменты кода для генерации ШИМ (16-разрядные частоты генерации пространственного вектора ШИМ, частота ШИМ может быть легко отрегулирована, разрешение 11 бит на 17.6 кГц),

считывания инкрементального энкодера и реализации рекуперации электроэнергии в сеть взяты из библиотеки STM32 FOC firmware libraries v2.2, архитектура прошивки представлена на рисунке 3.1.

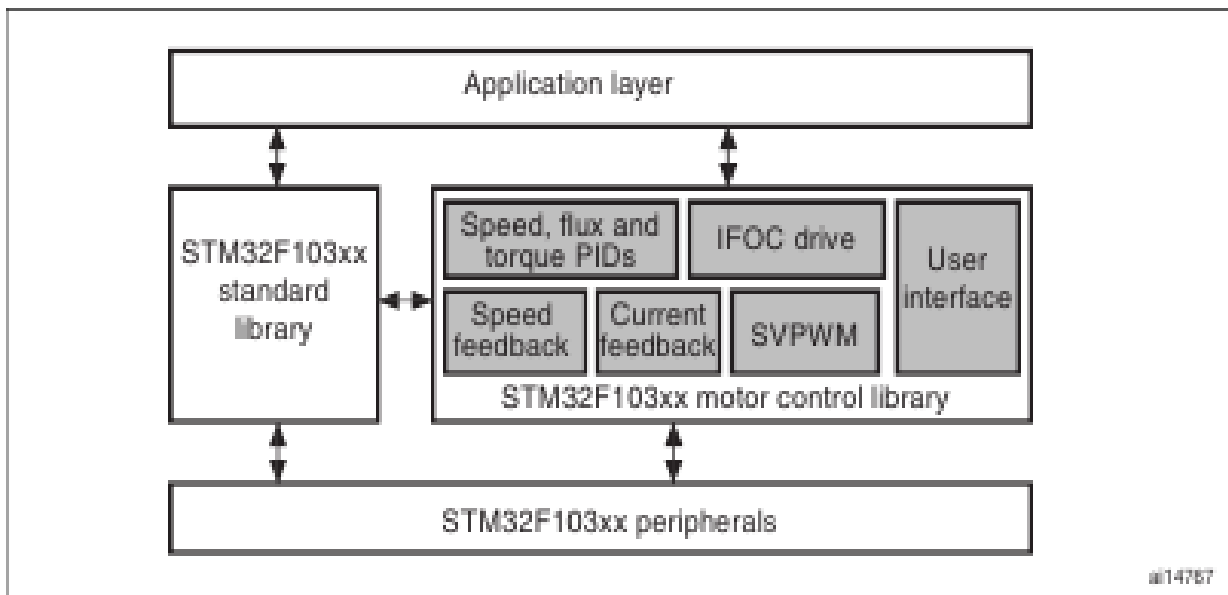


Рисунок 3.1 - Архитектура прошивки.

Модель Simulink алгоритма разомкнутого управления была транслирована в код на языке Си с помощью встроенного в MATLAB средства Coder Generation. В качестве стратегии интегрирования выбрана одношаговая схема (ode1). Вся арифметика алгоритма реализована с плавающей точкой одинарной точности (float), которую аппаратно поддерживает микроконтроллер STM32F4. Ядро процессора работает на частоте 168 МГц. Время расчета одного цикла алгоритма - 150 мкс. Частота дискретизации алгоритма была выбрана в 500 мкс. KEIL и Vision 4.70 были использованы в качестве компилятора исходного кода. Для отладки внутренние сигналы алгоритма управления выводились на два встроенных в микроконтроллер ЦАП.

Далее приведены характеристики и описание микроконтроллера STM32F4, а блок-схема микроконтроллера STM32F4 изображена на рисунке(3. 4).

Микроконтроллер STM32F407VG имеет 32-разрядное RISC-ядро ARM Cortex-M4F и является новым поколением ARM-процессоров для встраиваемых систем. Оно разработано для применения в недорогих платформах и удовлетворяет потребностям в МК с уменьшенным количеством выводов и низкой потребляемой мощностью, наряду с детерминированным ответом на прерывания. Ядро работает на частоте до 168 МГц и имеет блок арифметики с плавающей точкой (FPU), который поддерживает все ARM-инструкции и типы данных одинарной точности.

ARM Cortex-M4F обладает исключительной эффективностью кода, совмещая высокую производительность, характерную для ARM, с используемым объемом памяти, соответствующим 16- или даже 8-разрядным

микроконтроллерам. Процессор поддерживает набор DSP-инструкций, который позволяет эффективно обрабатывать сигналы и выполнять сложные алгоритмы управления. Для ускорения разработки программного обеспечения с применением модуля операций с плавающей точкой (FPU) имеется инструментарий, использующий особый метаязык. Поддержка семейства STM32F4 имеется во всех основных средах разработки для ARM-микроконтроллеров. Микроконтроллер STM32F407VG имеет высокоскоростную встроенную память (1 Мбайт Flash и 192 кбайт SRAM), до 4 кбайт SRAM для хранения резервных копий переменных и большое количество расширенных линий I/O и периферийных модулей, подключенных к двум шинам APB, двум шинам AHB и 32-битной мульти-AHB матрице шин. Все МК в семействе имеют в своем составе три 12-разрядных 24-х канальных АЦП (минимальное время преобразования 0,57 мкс, при частоте ядра 169 МГц), 2 ЦАП, мощный микроблок RTC, двенадцать 16-разрядных таймеров общего назначения, включая два таймера с ШИМ для управления электродвигателями, два 32-разрядных таймера общего назначения, настоящий аналоговый генератор случайных чисел (RNG) и модуль криптографического ускорителя. Кроме того, в состав МК входят стандартные и расширенные интерфейсы обмена данными: до трех модулей I2C; три модуля SPI, два модуля I2S (полнодуплексные); 4xUSART и 2xUART; модули USB OTG full-speed и USB OTG high-speed с поддержкой full-speed (ULPI); 2xCAN; интерфейс SDIO/MMC; интерфейсы Ethernet и видекамеры (только в микросхемах STM32F4x7). Для достижения точности работы, соответствующей классу «аудио», периферийные модули I2S необходимо тактировать от специальных внутренних генераторов с ФАПЧ или от внешнего источника сигнала.

К новым расширенным периферийным блокам, появившимся в семействе STM32F4, относятся: SDIO; гибкий расширенный контроллер статической памяти FSMC (для микросхем в корпусе со 100 выводами и более); интерфейс видекамеры для CMOS-датчиков, аналоговый генератор случайных чисел и криптографический ускоритель. В семействе STM32F4 имеется 4 подсемейства, которые отличаются наличием или отсутствием Ethernet-интерфейса, интерфейса видекамеры и криптографического сопроцессора. Несмотря на расширенный набор инструкций, приближающий микроконтроллеры семейства STM32F4 к цифровым сигнальным процессорам, их можно использовать в качестве обычных МК благодаря богатому набору периферийных блоков, стандартному для устройств с ядром Cortex-M. STM32F4xx выпускаются в 4 типах корпусов с количеством выводов от 64 до 176, при этом в зависимости от количества выводов несколько меняется состав периферийных модулей, входящих в их состав.

Адаптивный акселератор памяти реального времени (ART Accelerator) — это ускоритель памяти, оптимизированный для использования в стандартных для промышленности МК с ядром ARM Cortex-M4F, таких как семейство STM32F4. Он служит для «балансирования» производительности

ядра и Flash-памяти, которая обычно требует ожидания со стороны процессора, работающего на высокой частоте.

Для обеспечения полной производительности процессора 210 DMIPS на частоте 168 МГц акселератор производит предварительную выборку инструкций и организует кэш переходов в 128-разрядный буфер памяти, что ускоряет выполнение кода программы. Как показывают результаты теста CoreMark, производительность, достигаемая благодаря ART-акселератору, соответствует нулевому времени ожидания выборки инструкции из Flash-памяти CPU при частоте до 168 МГц.

Модуль вычисления контрольных сумм (CRC unit) используется для получения 32-разрядных контрольных сумм с заданным полиномом. Наряду с другими приложениями, основанная на CRC техника используется для контроля над обменом данными их целостностью. В стандарте EN/IEC 60335-1 предлагается конкретный метод контроля целостности Flash-памяти. Модуль вычисления CRC помогает вычислять контрольную сумму программы в процессе ее выполнения, для сравнения с сигнатурой, вычисленной во время сборки программы и хранящейся в специально выделенной области памяти. Такой контроль служит для предотвращения модификации кода программы во время ее выполнения.

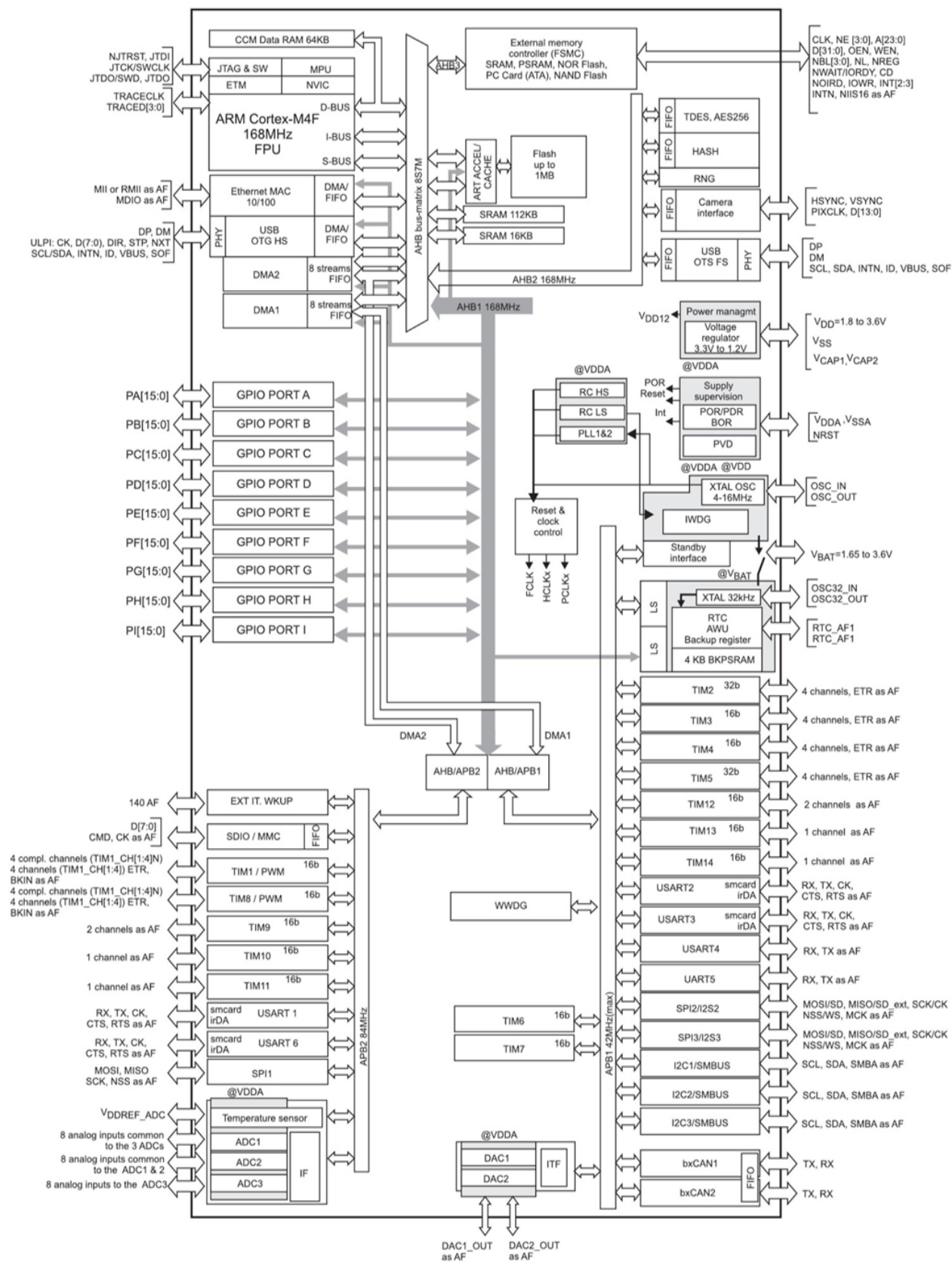


Рисунок 3.2 - Блок-схема микроконтроллера STM32F407.

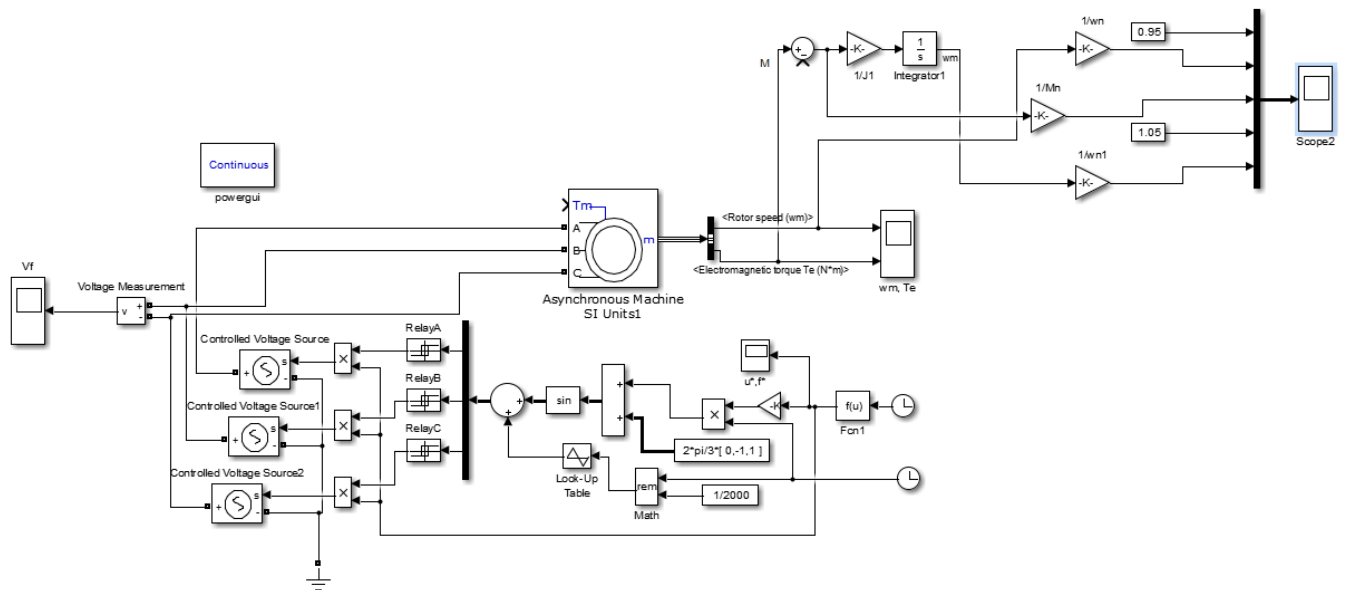


Рисунок 3.1 – Модель электропривода переменного тока с разомкнутой системой параметрического управления

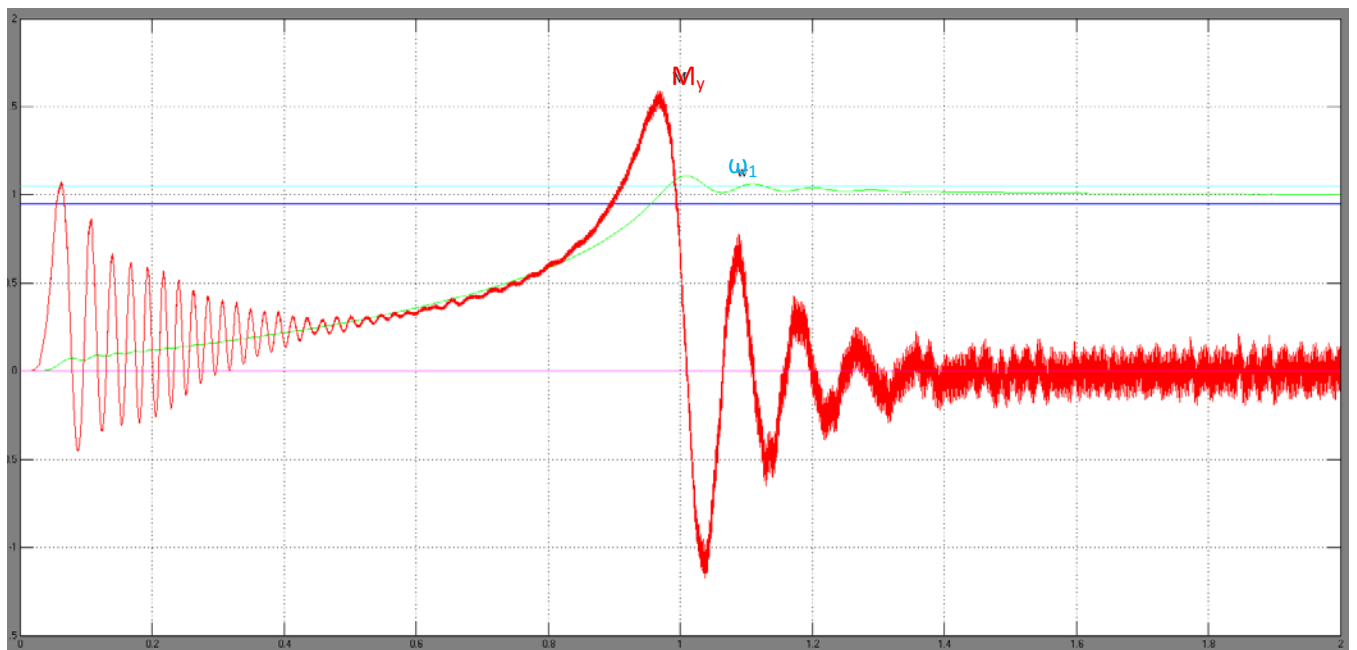


Рисунок 3.1 – Осциллограммы переходных процессов электромеханической системы с разомкнутой системой параметрического управления при $U/f=0.9$

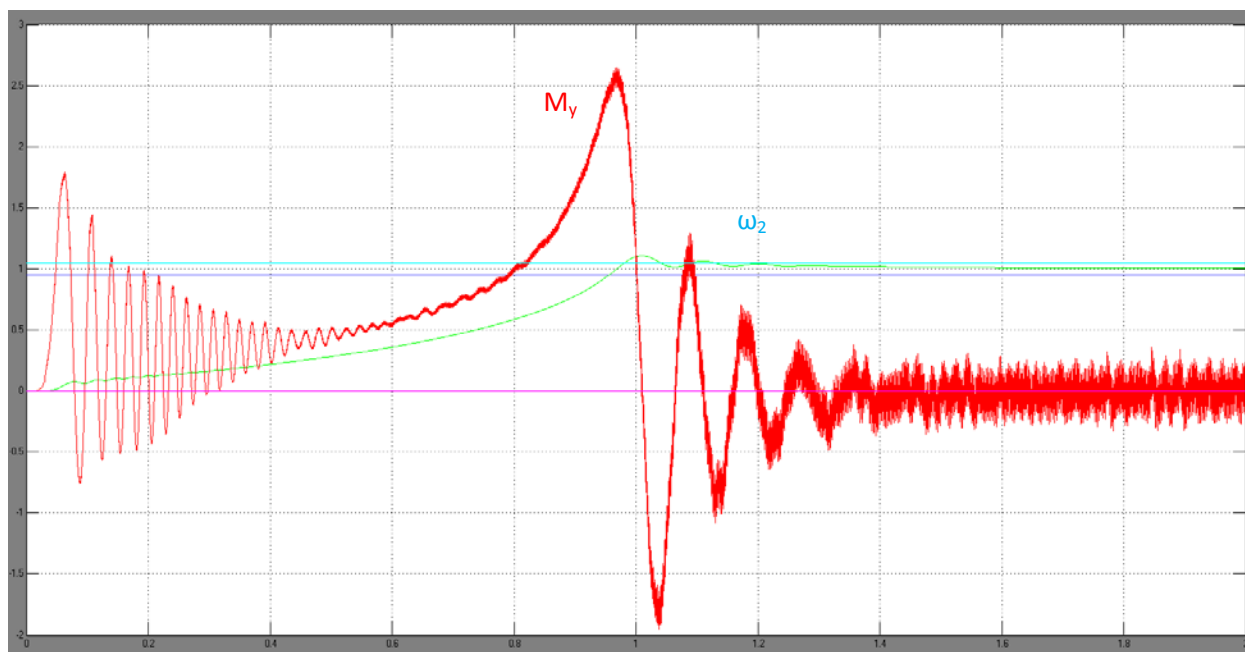


Рисунок 3.2 – Осциллограммы переходных процессов электромеханической системы с разомкнутой системой управления при $U/f=1$

Аналогично для $U/f=0.5$, $f_H/f=0.7$ механическая динамическая характеристика пуска двигателя мощностью $P = 55$ кВт при $U/f=0.5$, $f_H/f=0.6$.

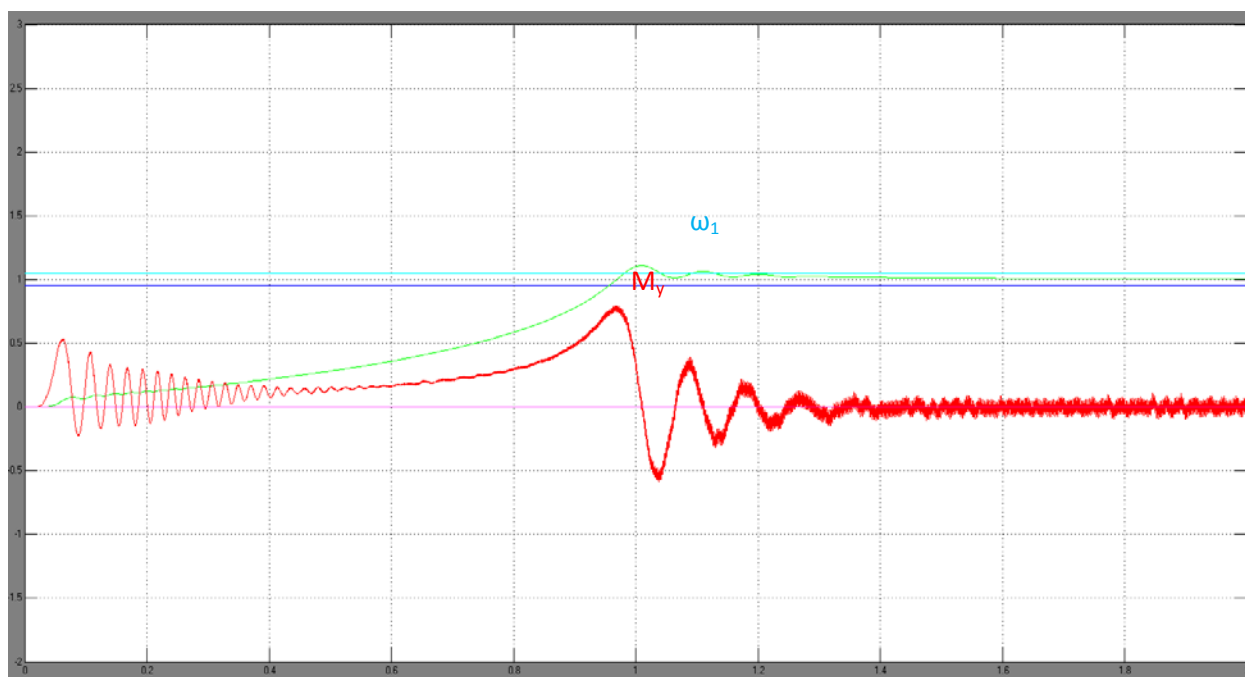


Рисунок 3.3 – Осциллограммы переходных процессов электромеханической системы с разомкнутой параметрической системой управления $U/f=0.6$

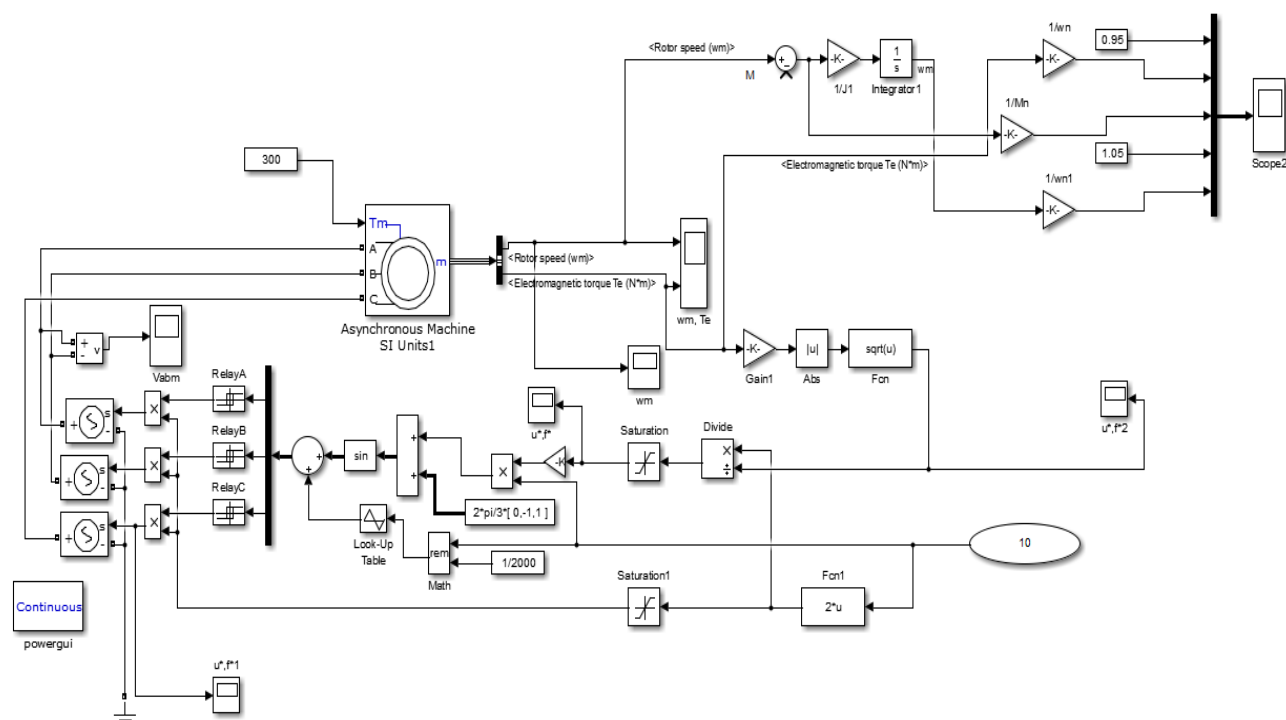


Рисунок 3.4 – Модель электропривода переменного тока с разомкнутой системой управления М. П. Костенко

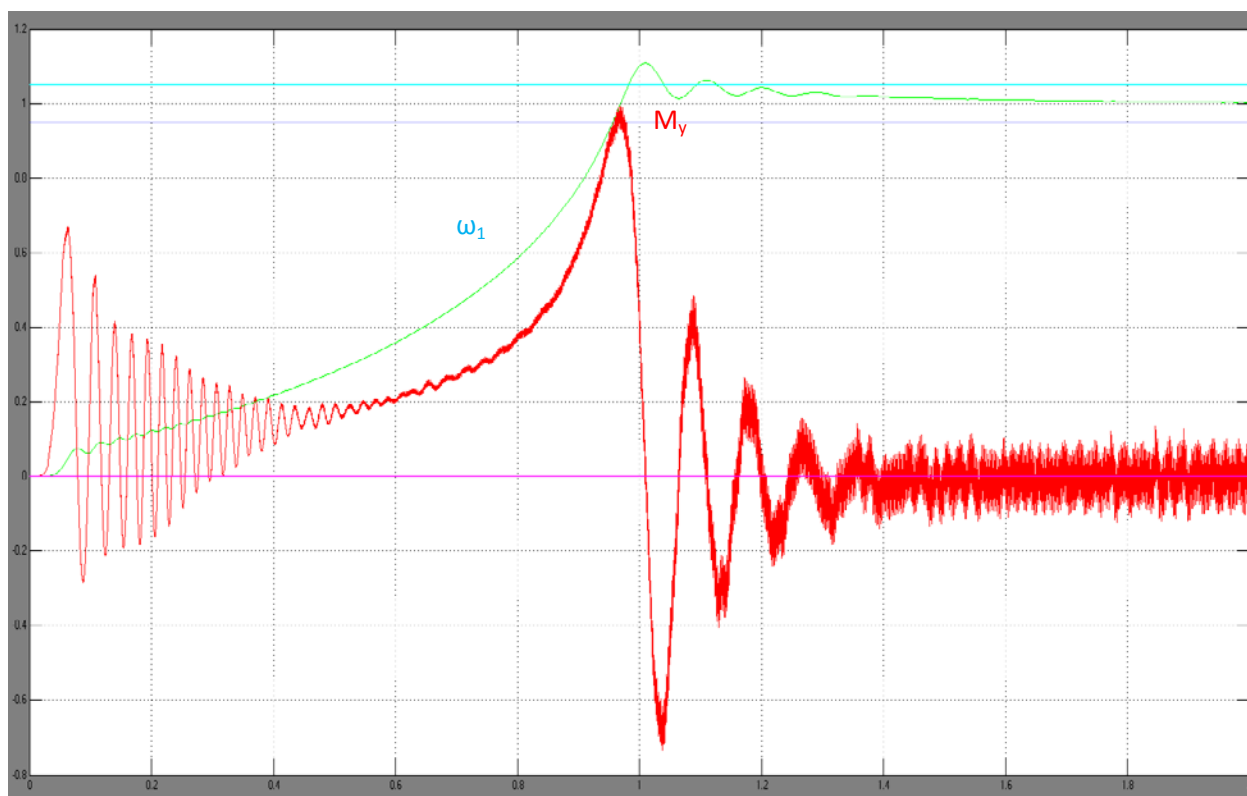


Рисунок 3.5 – Осциллограммы переходных процессов электромеханической системы с разомкнутой системой управления М. П. Костенко

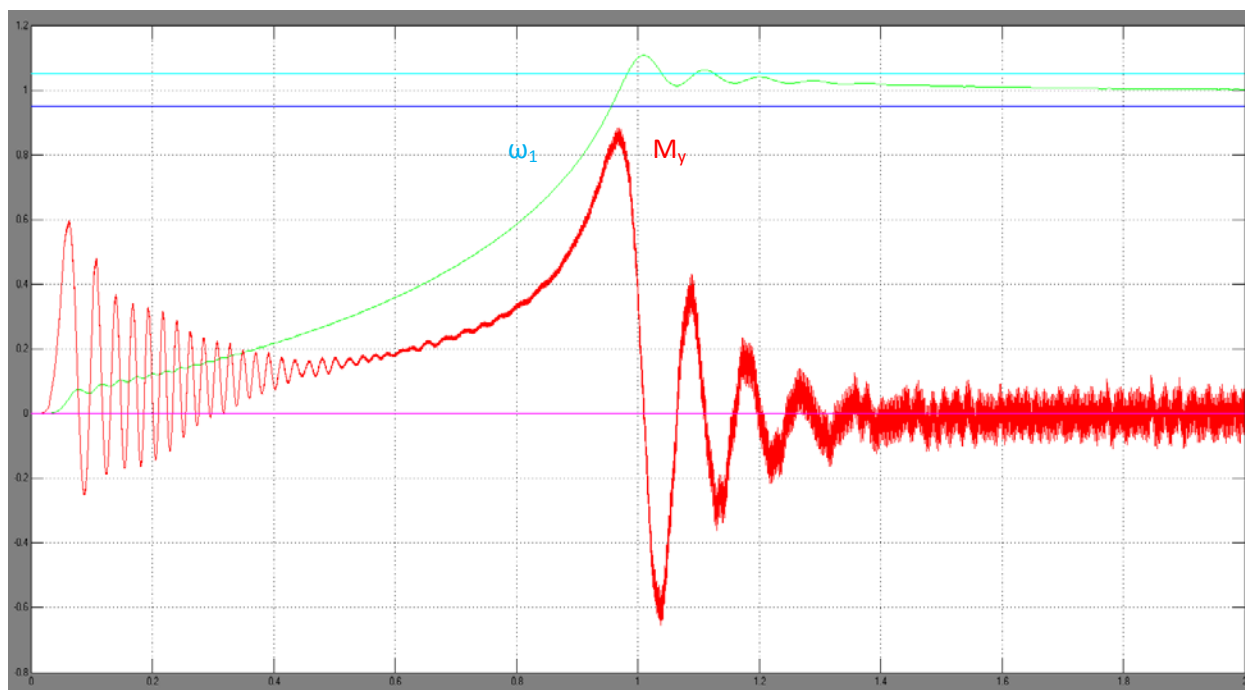


Рисунок 3.6 – Осциллограммы переходных процессов электромеханической системы с разомкнутой системой управления М. П. Костенко

Сравнивая системы разомкнутого управления можно сделать вывод, что более быстродействующей являются системы с параметрическим законом управления при наибольших U/f и f_n/f , менее быстродействующей – разомкнутая по управлению М. П. Костенко. Также системы с параметрическим законом управления лучше всего ограничивают броски упругого момента при наименьших значениях U/f и f_n/f .

Важно так же отметить, что моделирование и исследование разомкнутых систем управления электроприводами переменного тока проводилось на одномассовом объекте управления, при исследовании на двухмассовом объекте управления разомкнутые системы управления показали неудовлетворительный результат. Таким образом можно сделать вывод о невозможности применения разомкнутых систем управления электроприводами переменного тока главных электроприводов экскаваторов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электродвигатели переменного тока являются самыми распространенными видами электрических машин, за счет простоты их изготовления и эксплуатации, невысокой массой, габаритами и стоимостью.

В дипломной работе были представлены результаты исследования динамики электромеханической системы электропривода переменного тока с разомкнутыми системами управления - М. П. Костенко и параметрическим законом. Предложен способ технической реализации данных систем управления с использованием платы STM32.

В процессе работы были разработаны математические модели полученные из структурных схем и были получены результаты, на которых видно, что броски момента упругого и время переходного процесса значительно уменьшились по сравнению с прямым пуском двигателя.

Самый простой, не требующий больших затрат вариант – это реализация разомкнутой системы управления электроприводом переменного тока с параметрическим законом управления. Однако из результатов моделирования видно, что разомкнутые системы управления не отвечают требованиям по качеству регулирования предоставленным к системам управления многомассовыми объектами, какими являются главные электропривода экскаваторов.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Кочетков, В.П. Основы электромеханики: учеб. пособие для студентов высш. учеб. заведений / В.П. Кочетков [и др.]; под ред. В.П. Кочеткова. – Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2010. – 624 с.
2. Кочетков, В.П. Основы теории управления: учебное пособие. 2-е изд., испр. – Абакан: Изд-во ХГУ им Н.Ф. Катанова, 2007. – 272 с.
3. Кочетков, В.П., Багаутинов, Г.А. Теория автоматизированного электропривода: учеб. пособие. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 1992. – 328 с.
4. Кочетков, В.П. Комбинированные оптимальные системы управления электроприводом // Оригиналы докладов. VI науч.-техн. конф. с международным участием «Элма-90». N 13. ЦИНТИ. – София, 1991. – с.
5. Кочетков, В.П. Оптимальное управление электроприводами / В.П. Кочетков, В.А. Троян. – Красноярск: Изд-во Краснояр. ун-та, 1987. – 143 с.
6. Ключев, В.И. Учебное пособие по курсу «Теория автоматизированного электропривода»: Ч.1. Динамика электромеханических систем / В.И. Ключев. – М.: Моск. энергет. ин-т, 1978. – 90 с.
7. Герман - Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт., 2001. – 320 с.
8. Важнов А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока: Учеб. для студ. вузов. Л.: Энергия, 1980 - 256 с.
9. Герман - Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА-век., 2008. – 368 с.
10. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями: Учебное пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2006, – 94 с.
11. Кочетков, В.П. Комбинированные оптимальные системы управления электроприводом // Оригиналы докладов. VI науч.-техн. конф. с международным участием «Элма-90». N 13. ЦИНТИ. – София, 1991. – с.
12. Вуль, Ю.Я. Наладка электроприводов экскаваторов [текст] / Ю.Я. Вуль, В.И. Ключев, Л.В. Седаков. 2-е изд., перераб. и доп. – М: Недра, 1975. – 312 с.
13. Кочетков, В.П. К вопросу о математической модели электромеханической системы [текст] / В.П. Кочетков, П.Э. Подборский // Сб. трудов XVII Межд. науч. конф. – Кострома: Изд-во Костромского гос. технол. ун-та, 2004. – С. 173–175.
14. Кочетков, В.П. К вопросу о физико-математическом моделировании динамики экскаваторного электропривода [текст] / В.П. Кочетков, А.А. Колесников, А.В. Колковский // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника в металлургической и горно-

топливной отраслях: тр. 3-ей всероссийской научн.-практ. конф. – Новокузнецк: СибГИУ, 2006. – С. 76–81.

15. Кочетков, В.П. Компьютерное моделирование электропривода с учетом жесткости и зазора в механической части [текст] / В.П. Кочетков, П.Э. Подборский // Сб. трудов 5-й Межд. науч.-тех. конф. Ч. 1. – СПб: «Нестор», 2004. – С. 230–234.

16. Кочетков, В.П. Оптимизация систем автоматического управления экскаваторного электропривода [текст] / В.П. Кочетков, А.В Коловский, Н.С. Дьяченко, И.С. Рублевский // Системы автоматизации в образовании, науке и производстве: тр. VI всероссийской научн.-практ. конф. – Новокузнецк: СибГИУ, 2007. – С. 223–227.

17. Кочетков, В.П. Оптимизация управления технологическим процессом открытой добычи полезных ископаемых карьерными экскаваторами [текст]: дис. ... докт. техн. наук: 05.13.07 / Кочетков Владимир Петрович. – Красноярск, 1996. – 469 с. – Библиогр.: 390–422.

18. Кочетков, В.П. Основы электропривода [текст]: учеб. пособие. / В.П. Кочетков. – 2-е изд., испр. – Абакан: Сиб. федер. ун-т; ХТИ – Филиал СФУ, 2007. – 272 с.

19. Кочетков, В.П. Теория автоматизированного электропривода [текст]: учеб. пособие / В.П. Кочетков, Г.А. Багаутинов. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 1992. – 328 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Технические характеристики экскаватора ЭКГ-8И

Каталожные данные экскаватора приведены в таблица А.

Таблица А

Элемент характеристики	Параметры экскаватора ЭКГ-8И
Емкость ковша, м ³	8
Масса ковша, т	15.6
Длина стрелы, м	13.4
Длина рукояти, м	11.5
Масса рукояти, т	10.4
Максимальная высота черпанья, м	13.3
Максимальный радиус черпанья, м	17.5
Максимальный вылет рукояти, м	11.1
Высота оси пяты стрелы, м	5.01
Высота напорного вала, м	8.31
Угол наклона стрелы, град.	47
Диаметр головного блока стрелы, м	1.6
Диаметр барабана подъемной лебедки, м	1.4
Диаметр напорного барабана, м	1.2
Максимальная скорость подъема ковша, м/с	0.94
Максимальная скорость напора, м/с	0.45
Максимальное усилие в канате (копающий механизм), кН	784
Максимальное усилие в канате (напорный механизм), кН	350
Расчетная продолжительность цикла при повороте на 90°, с.	23
Передаточные числа механизмов	
напора	41
подъема	25.41
поворота	268.7

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Механические динамические характеристики пуска двигателя с разомкнутой системой управления М. П. Костенко

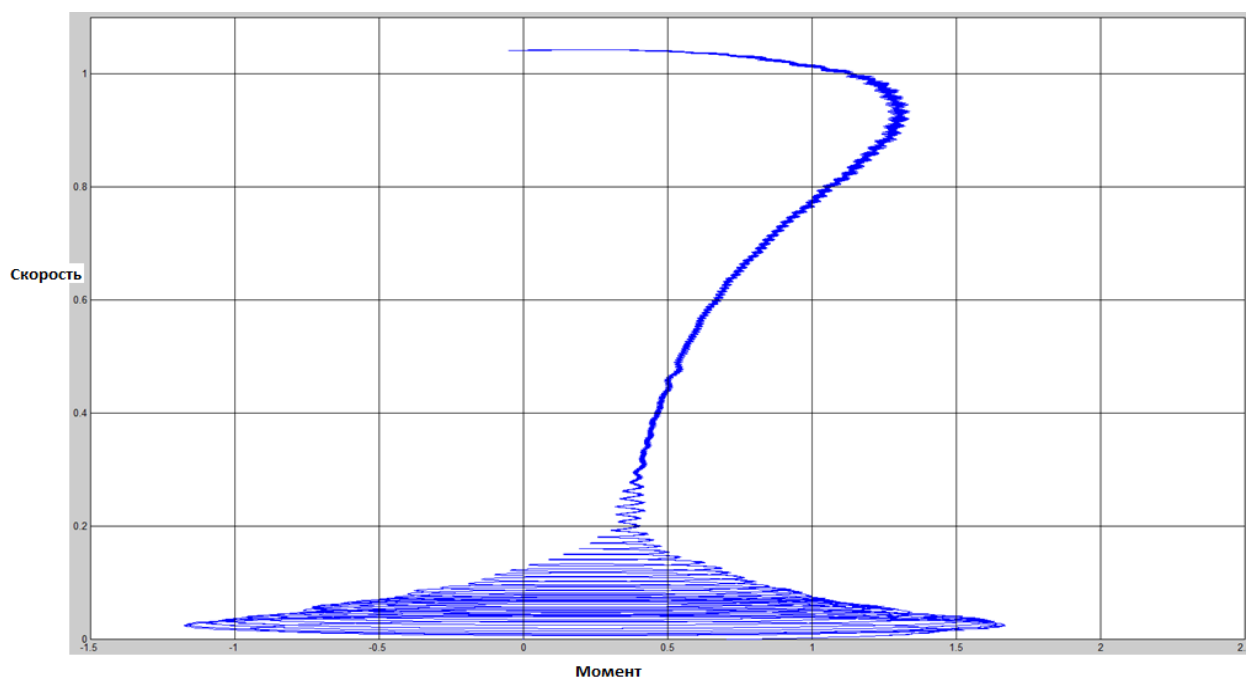


Рисунок Б.1 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя от сети

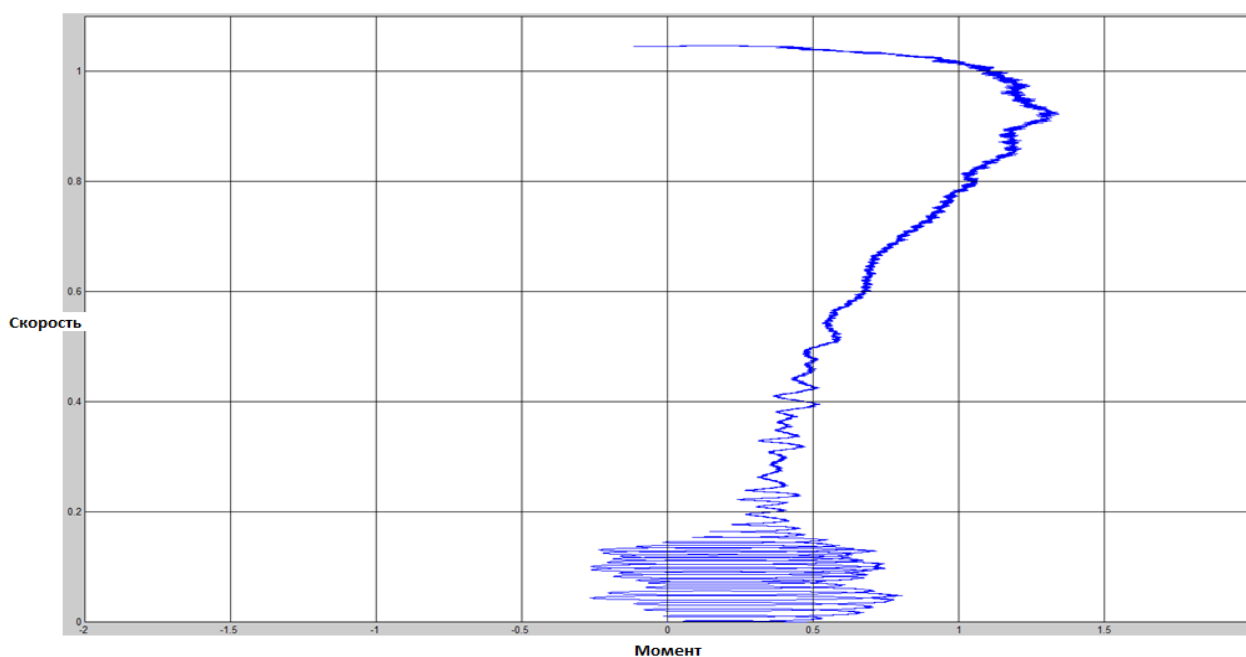


Рисунок Б.2 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя по закону М.П. Костенко

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Механические динамические характеристики пуска двигателя с параметрической разомкнутой системой управления

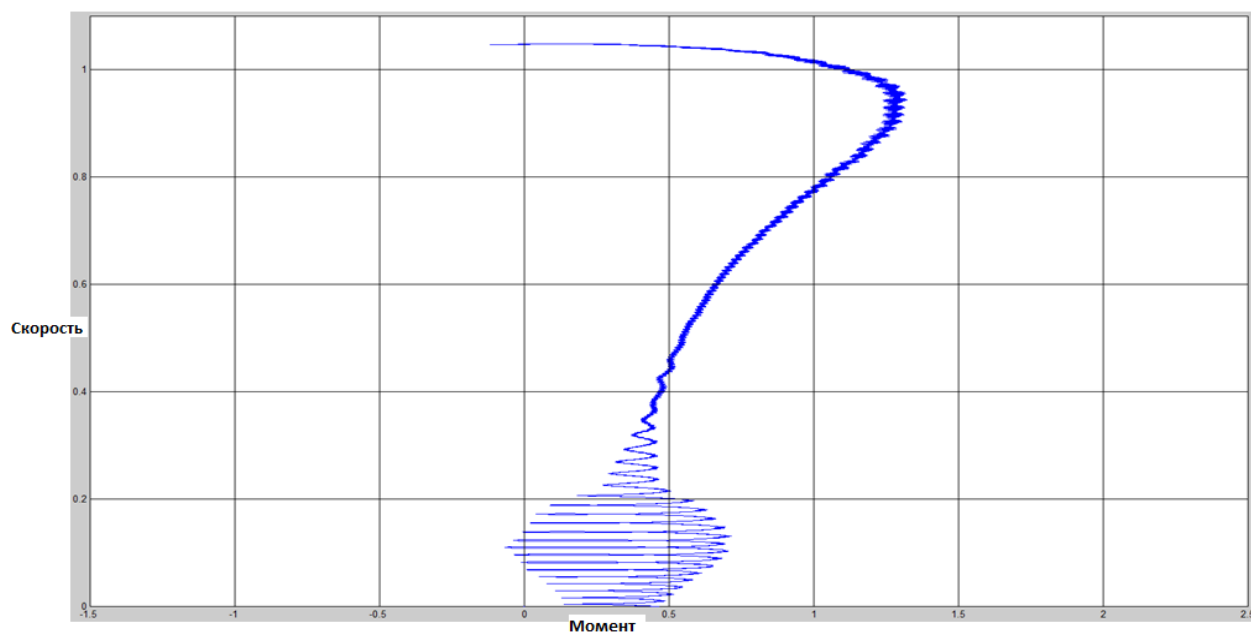


Рисунок В.1 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя кВт при $U/f=0.5$, $f_n/f=1$

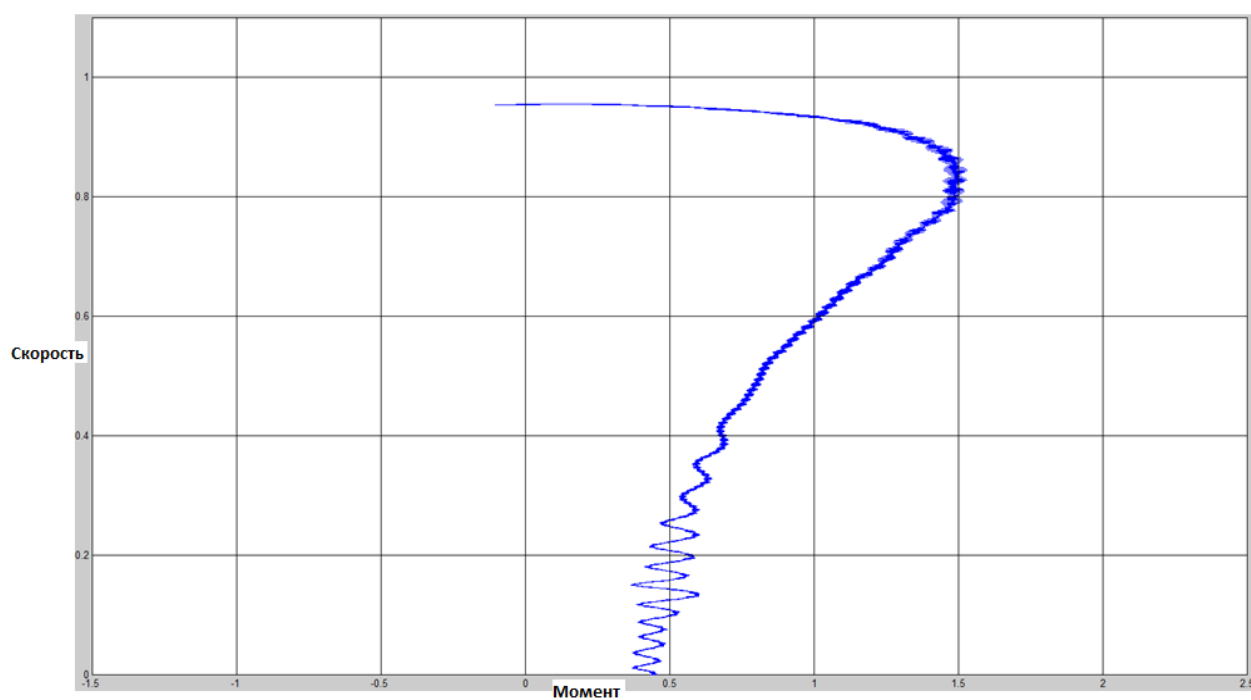


Рисунок В.2 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя кВт при $U/f=0.5$, $f_n/f=0.9$

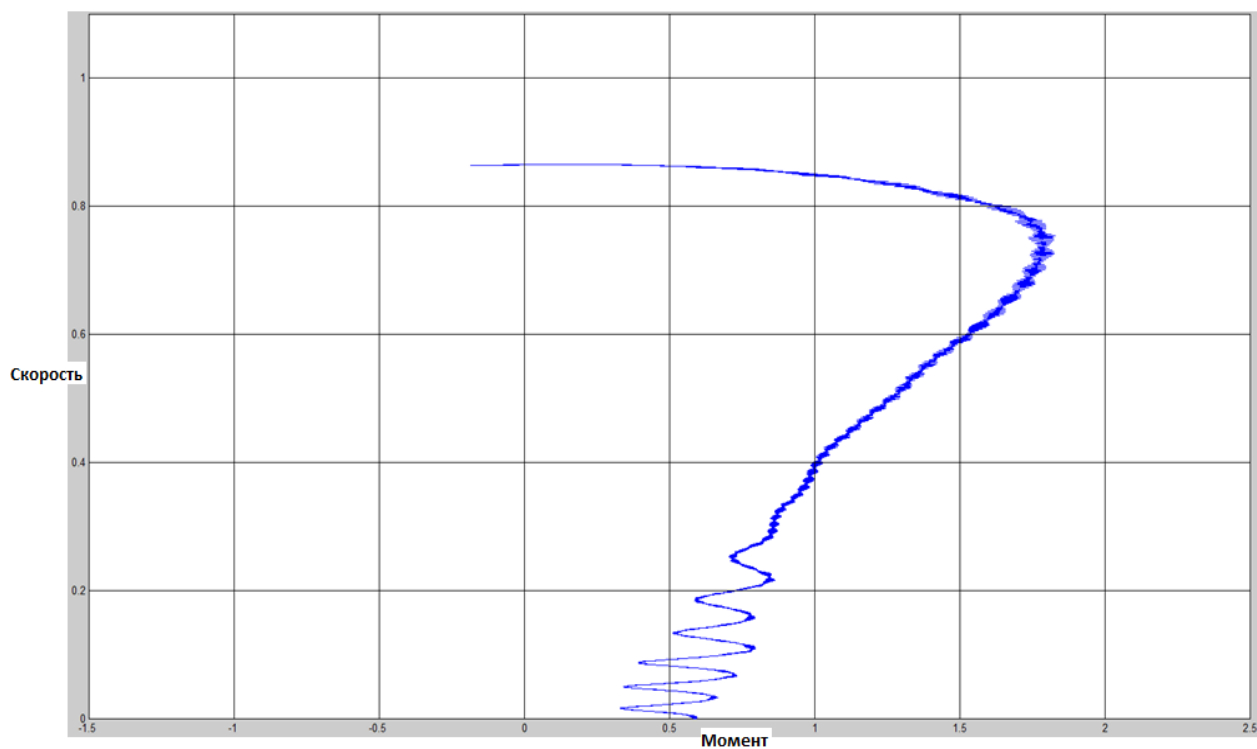


Рисунок В.3 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя кВт при $U/f=0.5$, $f_n/f=0.8$

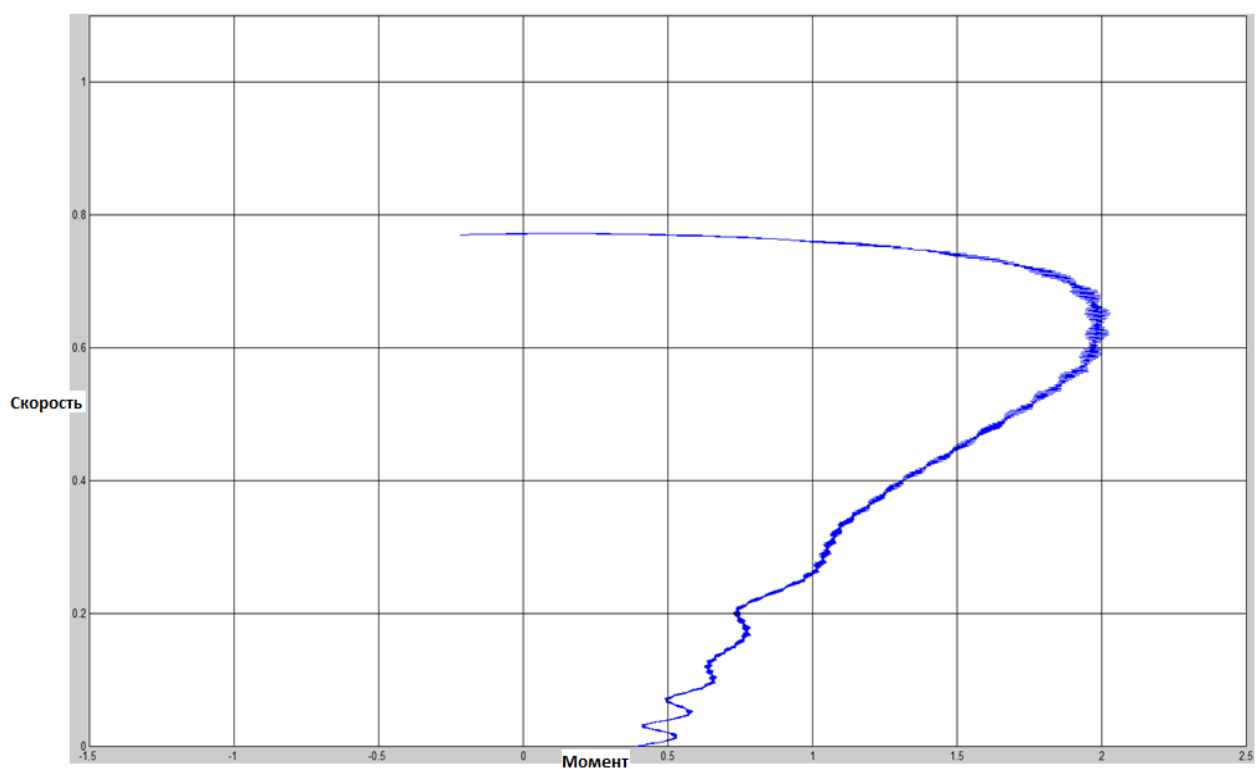


Рисунок В.4 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя кВт при $U/f=0.5$, $f_n/f=0.7$

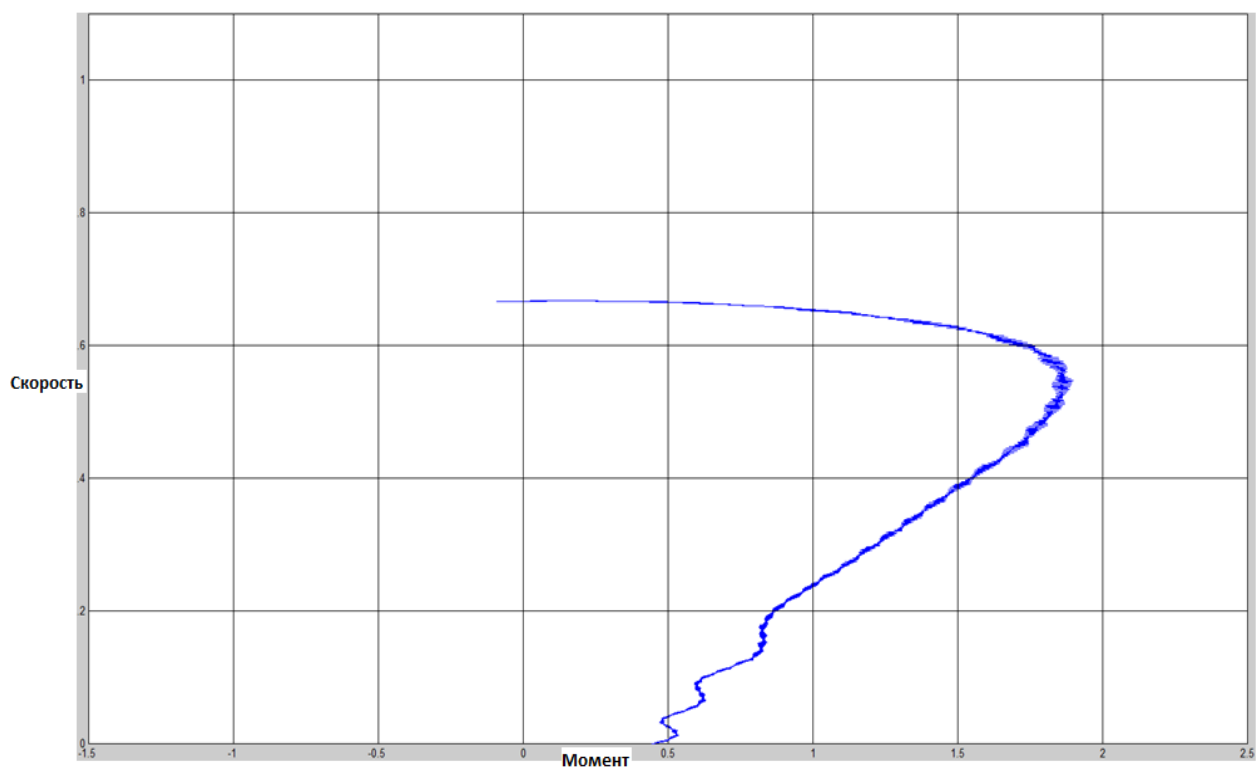


Рисунок В.5 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя кВт при $U/f=0.5$, $f_n/f=0.6$

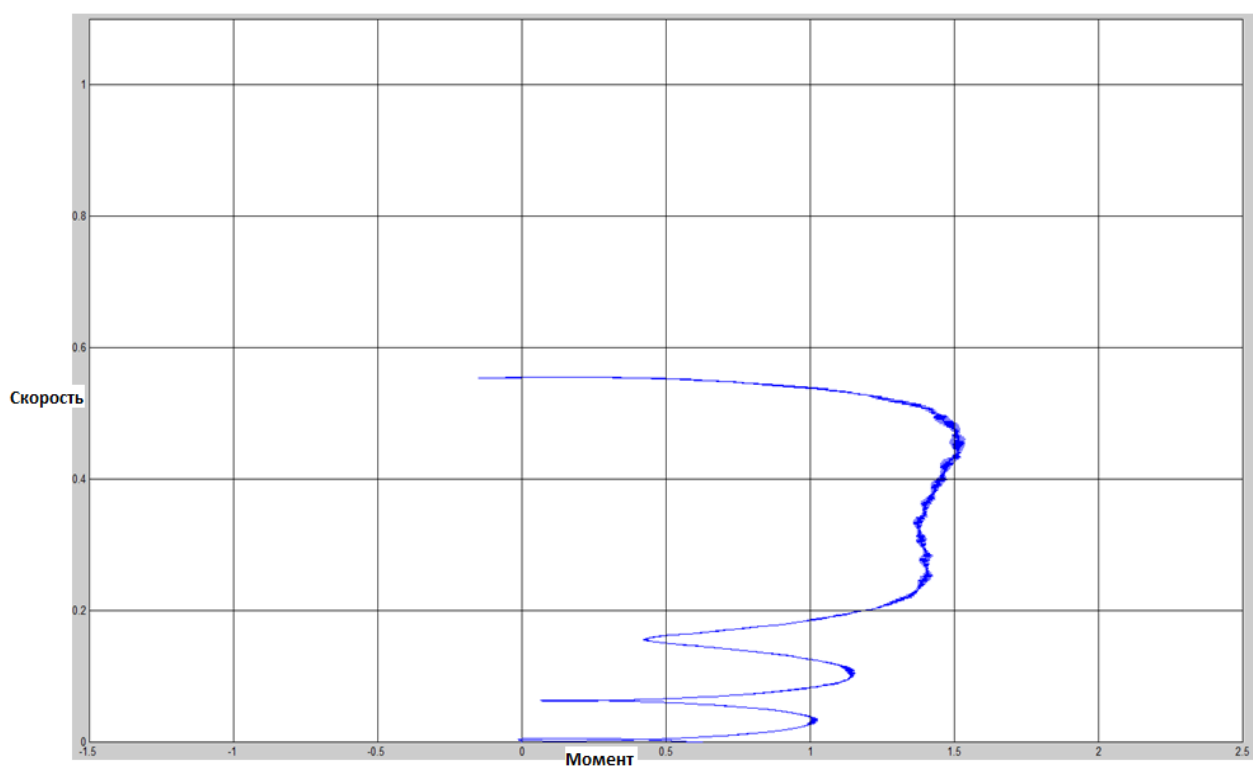


Рисунок В.6 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя кВт при $U/f=0.5$, $f_n/f=0.5$

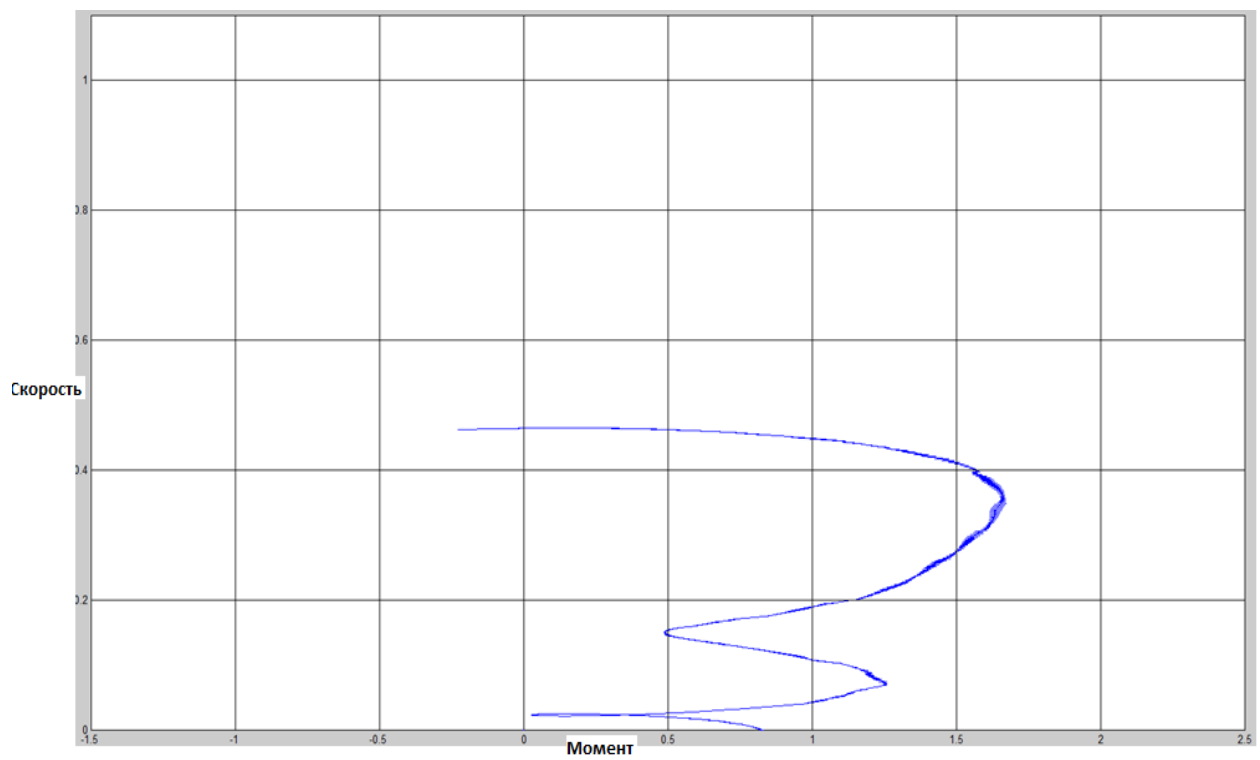


Рисунок В.7 - Механическая динамическая характеристика пуска двигателя кВт при $U/f=0.5$, $f_H/f=0.4$

Бакалаврская работа выполнена мной самостоятельно. Используемые в работе материалы и концепции из опубликованной научной литературы и других источников имеют ссылки на них.

Отпечатано в 1 экземпляре.

Библиография 25 наименование.

« »
(дата)

(подпись)

Межеков В.В.
(ФИО)